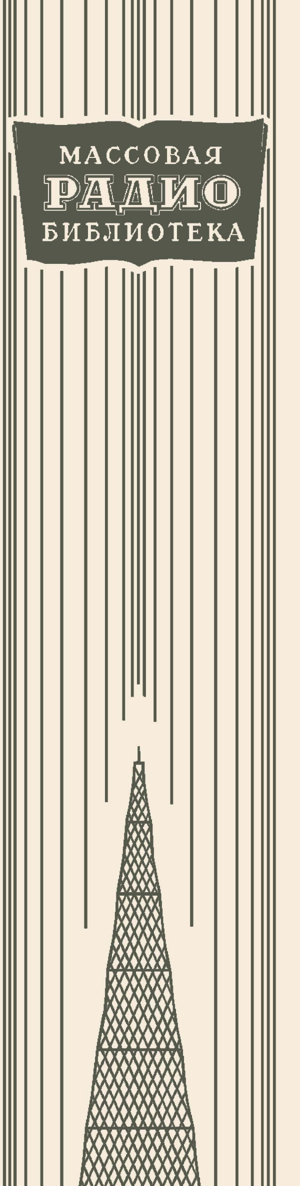


И. Г. ГОЛЬДРЕЕР и В. Ю. РОГИНСКИЙ

НЕЛИНЕЙНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ





ГОСЭНЕРГОИЗДАТ
1956

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 255

И. Г. ГОЛЬДРЕЕР и В. Ю. РОГИНСКИЙ

НЕЛИНЕЙНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1956 ЛЕНИНГРАД

В книге рассматриваются вопросы, связанные с применением нелинейных сопротивлений в электронике и радиотехнике, кратко описываются физические процессы, лежащие в основе работы отдельных типов нелинейных сопротивлений, даются понятия о методах нахождения токов и напряжений в цепях с нелинейными сопротивлениями, а также излагаются принципы построения различных устройств на нелинейных сопротивлениях.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

Авторы — *Гольдреер Иона Гутелевич* и *Рогинский Владимир Юрьевич*

НЕЛИНЕЙНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Редактор *С. А. Толкачева* Технич. редактор *К. П. Воронин*

Сдано в набор 10/V 1956 г. Подписано к печати 20/VIII 1956 г.
Бумага 84×108[1]/32 4,51 п. л. Уч.-изд. л. 5,1.
Т-08207 Тираж 50 000 экз. Цена 2 р. 05 к. Заказ № 1302

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ВВЕДЕНИЕ

Основной закон электротехники — закон Ома — справедлив для цепей, содержащих только линейные элементы: активные сопротивления, катушки индуктивности, конденсаторы. Зависимость тока, протекающего через линейное сопротивление, от величины приложенного к нему напряжения (его вольтамперная характеристика) представляется прямой линией, проходящей через начало координат.

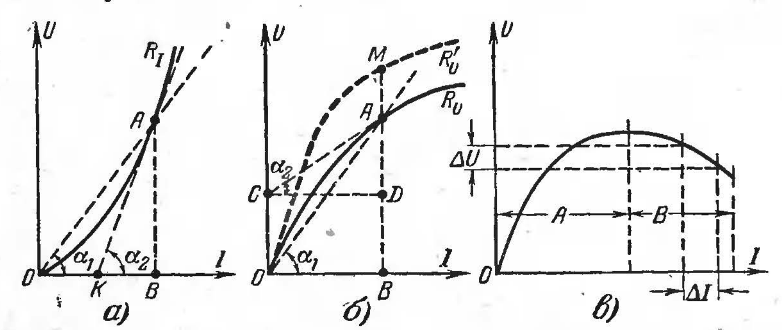
Однако в практике находят широкое применение такие сопротивления, для которых не сохраняется прямая пропорциональная зависимость между током и приложенным к ним напряжением. Эти сопротивления называются нелинейными. Существенным отличием нелинейного сопротивления от линейного является зависимость его величины от протекаемого по нему тока или приложенного к нему напряжения.

Многие современные радиотехнические (например, радиоприемники) и автоматические (например, счетные машины) устройства содержат значительное число нелинейных сопротивлений, исчисляющихся в некоторых случаях десятками тысяч. Роль нелинейных сопротивлений в технике возрастает с каждым годом, поэтому представляет практический интерес ознакомление широкого круга лиц с видами нелинейных сопротивлений и возможностями их применения. Это и является задачей настоящей брошюры.

Нелинейные сопротивления различаются по форме своей вольтамперной характеристики. Для практики представляют интерес сопротивления вида R_U и R_I. Первое из них обладает тем свойством, что при изменении протекающего через него тока в заданных пределах напряжение на нем изменяется весьма незначительно. Нелинейное сопротивление вида R_I, наоборот, обусловливает весьма незначительные изменения протекающего через него тока при изменении напряжения на нем в заданных пре-

делах. Вольтамперные характеристики обоих видов сопротивлений приведены на фиг. 1.

Нелинейные сопротивления могут быть как активными, так и реактивными. К числу реактивных нелинейных сопротивлений относятся катушка индуктивности со стальным сердечником, находящемся в насыщенном состоянии, и конденсатор, диэлектрик которого находится в состоянии поляризации. Эти реактивные сопротивления соответственно принято называть насыщенным дросселем и конденсатором с сегнетодиэлектриком [1]. Их также можно называть нелинейной индуктивностью и нелинейной емкостью.



Фиг. 1. Вольтамперные характеристики нелинейных оопротивлений. *а* — характеристика сопротивления вида R_I; *б* — характеристика сопротивления вида R_U; *в* — характеристика с участком отрицательного сопротивления.

В отличие от линейного активного сопротивления нелинейное активное сопротивление имеет различные величины для постоянного тока и изменений его (переменной составляющей пульсирующего тока).

Сопротивление постоянному току называют **статическим** сопротивлением

$$R_{cm} = \frac{U}{I}.$$

Сопротивление изменению постоянного тока называют **динамическим** сопротивлением

$$R_{дин} = \frac{\Delta U}{\Delta I}.$$

Статическое сопротивление определяется тангенсом угла между осью тока и прямой, проходящей через начало коор-

---

[1] Свойство нелинейности впервые было обнаружено у конденсатора, диэлектриком которого являлась сегнетовая соль.

динат и рабочую точку A вольтамперной характеристики (фиг. 1,*а*), а динамическое сопротивление — тангенсом угла между осью тока и касательной, проведенной через ту же точку A.

У сопротивления вида R_I:

$$R_{ст}=\frac{AB}{OB} \text{ и } R_{дин}=\frac{AB}{KB}.$$

Так как углы α_1 и α_2 не равны друг другу, то и величины сопротивлений $R_{ст}$ и $R_{дин}$ неодинаковы (статическое сопротивление меньше динамического).

У нелинейного сопротивления вида R_U, наоборот, $R_{ст}>R_{дин}$ (фиг. 1,*б*).

Степень нелинейности сопротивлений вида R_I и R_U характеризуют параметры

$$Q_I=\frac{R_{дин}}{R_{ст}} \text{ и } Q_U=\frac{R_{ст}}{R_{дин}},$$

которые называют качеством или **добротностью** нелинейных сопротивлений.

Добротность нелинейных сопротивлений показывает, во сколько раз одно из сопротивлений, статическое или динамическое, в одной и той же рабочей точке на вольтамперной характеристике, больше другого. По величине только одного из параметров $R_{ст}$ или $R_{дин}$ нельзя судить о степени нелинейности того или иного сопротивления. Для иллюстрации сказанного на фиг. 1,*б* вычерчена вольтамперная характеристика нелинейного сопротивления R'_U, имеющего в точке M одинаковое с сопротивлением R_U динамическое сопротивление. Однако у сопротивления R'_U, обладающего большей добротностью, более резко выражены свойства нелинейности. Это видно из того, что при одинаковом изменении тока через сопротивления R_U и R'_U напряжение на последнем изменяется меньше. По существу добротность нелинейного сопротивления показывает степень изменения величины нелинейного сопротивления с изменением тока или напряжения.

Чем быстрее изменяется $R_{ст}$ нелинейного сопротивления вида R_I с изменением тока и $R_{ст}$ сопротивления вида R_U с изменением напряжения, тем большей нели-

нейностью обладает данное сопротивление. При этом быстро растет величина динамического сопротивления $R_{дин}$ у сопротивления вида R_I и падает у сопротивления вида R_U. У сопротивления вида R_I динамическое сопротивление $R_{дин}$ может стать равным бесконечности, а у сопротивления вида R_U — нулю. При еще более быстром изменении статического сопротивления с изменением тока или напряжения динамическое сопротивление становится отрицательным. В этом случае нелинейное сопротивление называют **отрицательным** сопротивлением $\left(R_{дин} = \frac{\Delta U}{\Delta I} < 0\right)$.

Вольтамперная характеристика фиг. 1,*в* имеет участок *B* отрицательного сопротивления. Здесь с уменьшением тока через сопротивление падение напряжения на нем увеличивается. Если в электрическую цепь включить последовательно с обычным линейным сопротивлением или нелинейным сопротивлением с положительным значением динамического сопротивления, отрицательное сопротивление, то увеличение тока в цепи будет вызывать уменьшение падения напряжения на отрицательном сопротивлении и увеличение падения напряжения на положительном сопротивлении. Не следует думать, что отрицательное сопротивление является источником энергии, оно лишь содействует определенному перераспределению электрической энергии источника тока между элементами электрической цепи. Наличие отрицательного сопротивления, как будет показано ниже, предопределяет возможность генерирования электрических колебаний при помощи нелинейных сопротивлений.

Нелинейное сопротивление называется **инерционным**, если оно не успевает изменять свою величину в течение одного периода приложенного к нему напряжения. Одно и то же нелинейное сопротивление может оказаться безинерционным при низкой частоте тока и инерционным при более высокой частоте. Инерционные нелинейные сопротивления не вызывают искажений формы кривой тока в цепи, безинерционные же сопротивления могут вызывать значительные искажения.

По физике процессов, обусловливающих нелинейность характеристики, нелинейные сопротивления могут быть разделены на два вида. Нелинейность вольтамперной характеристики сопротивлений первого вида определяется самой спецификой физических процессов, вызывающих протекание

тока. К этому виду нелинейных сопротивлений относятся газоразрядные приборы, полупроводниковые сопротивления и вентили, конденсаторы с сегнетодиэлектриком, дроссели с насыщенным магнитопроводом и др.

Нелинейность характеристики сопротивлений второго вида вызывается нагревом, обусловленным протеканием по ним тока. Нелинейные сопротивления последнего вида обычно являются инерционными даже при весьма низких частотах тока. Сюда относятся лампы накаливания, барретеры и термисторы.

Нелинейные сопротивления могут быть управляемыми и неуправляемыми. Под управляемыми нелинейными сопротивлениями принято понимать такие, величину которых можно произвольно изменять в значительных пределах, т. е. управлять ею. При этом управление может быть электрическим и неэлектрическим. Строго говоря, величина неуправляемых сопротивлений также изменяется в зависимости от воздействующих на них факторов. Однако для управляемых сопротивлений характерно то, что незначительные изменения входной управляющей величины приводят к значительным изменениям выходной управляемой величины. К числу нелинейных управляемых сопротивлений относятся электронные лампы, кристаллические триоды и дроссели насыщения.

При электрическом управлении величина нелинейного сопротивления изменяется при помощи дополнительного источника напряжения (тока), подключенного к нелинейному сопротивлению. Изменение величины нелинейного сопротивления сводится к перемещению рабочей точки (например, A на фиг. 1,a) по вольтамперной характеристике и за счет этого достигается изменение величины статического сопротивления R_{cm}. Электрически управляемые нелинейные сопротивления широко применяются в современной радиотехнике.

Существует группа нелинейных сопротивлений, у которых R_{cm} изменяется под воздействием неэлектрических величин. К таким сопротивлениям, например, относятся фотоэлементы и термисторы. При изменении воздействующего на фотоэлемент светового потока, а на термистор тепловой энергии нелинейные части их вольтамперных характеристик перемещаются приблизительно параллельно друг другу. За счет этого координаты (ток и напряжение) рабочей точки на вольтамперной характеристике будут изменяться, а следовательно, изменится и сопротивление R_{cm}.

В настоящей книге рассматриваются только нелинейные сопротивления, имеющие два зажима, т. е. являющиеся двухполюсниками. К таким сопротивлениям относятся нашедшие широкое применение барретеры, газоразрядные стабилизаторы напряжения, насыщенные дроссели и конденсаторы с сегнетодиэлектриками, различного вида полупроводниковые сопротивления, обладающие односторонней проводимостью (селеновые, меднозакисные, германиевые и кремниевые диоды), термисторы и карборундовые сопротивления.

Современные управляемые сопротивления (электронная лампа, полупроводниковый триод) также обладают свойствами нелинейности, но не являются двухполюсниками. Такие сопротивления здесь не рассматриваются.

Ниже будет показано, что в целом ряде случаев управляемые сопротивления могут быть с успехом заменены более дешевыми и удобными для практического использования двухполюсными нелинейными сопротивлениями. В настоящее время такие нелинейные сопротивления применяются для генерирования электрических колебаний, модуляции и демодуляции этих колебаний, для стабилизации напряжения постоянного и переменного тока, для деления и умножения частот и целого ряда других преобразований напряжений и токов.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ВИДЫ НЕЛИНЕЙНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

1. БАРРЕТЕРЫ

Барретер является нелинейным сопротивлением вида R_I. Обычно он используется для автоматического регулирования тока в цепи, в которую его включают последовательно с нагрузкой. В конструктивном отношении барретер представляет собой стеклянный баллон, наполненный водородом, в атмосфере которого помещена стальная или вольфрамовая нить с выводами в цоколе барретера. При протекании тока через нить барретера она нагревается и ее сопротивление изменяется. Размеры и материал нити, а также условия ее охлаждения подбираются такими, чтобы обеспечить заданный нелинейный закон изменения сопротивления барретера.

В большинстве случаев в барретерах используется нить с положительным температурным коэффициентом порядка 0,0046—0,0062. При нагреве нити такого барретера на 100° С его сопротивление возрастет в 1,46—1,62 раза. Если выбрать другой материал нити, с другим температурным коэффициентом, то сопротивление нити барретера будет изменяться в другое число раз. Однако изменение сопротивления нити только за счет нагрева не может обеспечить резко нелинейный характер сопротивления барретера. Для этого надо, кроме того, обеспечить соответствующий режим охлаждения нити барретера. При этом очевидно, что степень охлаждения нити не будет одинаковой по мере ее нагревания.

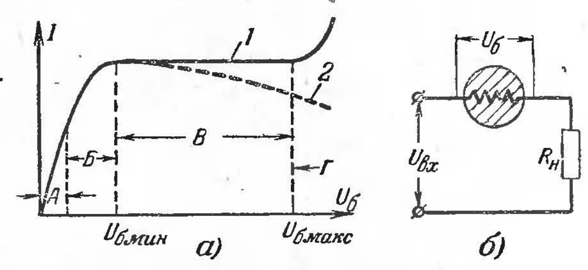
Охлаждение нити барретера осуществляется за счет ее лучеиспускания и конвекции газа внутри баллона. Из соображений наилучшего охлаждения для заполнения баллона

применяют водород, который обладает теплопроводностью, большей, чем другие газы.

Обычно давление водорода в баллоне барретера выбирается в пределах от 50 до 200 *мм* рт. ст.

Вольтамперная характеристика барретера и простейшая схема его включения в цепь показаны на фиг. 2.

Вольтамперная характеристика барретера может быть разбита на четыре характерные области. В области *А* барретер не отличается от обычного линейного сопротивления,



Фиг. 2. Вольтамперная характеристика барретера(*а*) и схема его включения (*б*).

так как его нить слабо нагрета и падение напряжения на барретере пропорционально току через него. По мере роста температуры нити начинает проявляться нелинейная зависимость тока барретера от приложенного к нему напряжения (область *Б*).

В области *В* вольтамперной характеристики сопротивление барретера резко меняется в зависимости от подводимого к нему напряжения, причем отношение изменения напряжения к изменению сопротивления барретера остается постоянным и, таким образом, ток через барретер остается почти неизменным. Условием такого режима работы барретера является равенство мощности, затрачиваемой на нагрев его нити, и мощности, рассеиваемой с поверхности нити за счет лучеиспускания и конвекции газа.

Ток, который сохраняется приблизительно постоянным (обычно в пределах $\pm 4\%$ номинального) называют током барретирования. Предельные значения напряжения, при которых сохраняется ток барретирования, называются напряжениями барретирования, или пределами барретирования ($U_{б\ мин}$ и $U_{б\ макс}$).

В некоторых случаях при соответствующем подборе теплового режима нити характеристика в области *В* может

иметь падающий характер (кривая *2* на фиг. 2,*а*), как это наблюдается, например, у барретера типа 1Б10-17.

Барретеры обозначаются следующим образом: первые цифры указывают величину номинального тока барретирования в амперах: *Б* — барретер; первые цифры после этой буквы — напряжение начала барретирования; следующие цифры—напряжение конца барретирования. Например, барретер типа 0,3Б65-135 имеет номинальный ток барретирования 0,3 *а*, а пределы барретирования равны 65 и 135 *в*.

При включении барретера нормальное значение тока устанавливается лишь спустя некоторое время. Благодаря тепловой инерции и низкому начальному сопротивлению барретера через него некоторое время протекает ток, превышающий номинальное значение тока барретирования в 2—3 раза. Это время тем меньше, чем ближе значение приложенного к барретеру напряжения $U_{вх}$ к верхнему пределу барретирования $U_{б\ макс}$.

Барретеры являются инерционными нелинейными сопротивлениями и могут быть использованы в схемах не только постоянного, но и переменного тока. Даже при самых низких частотах барретеры не искажают формы кривой тока. Благодаря тепловой инерции барретеры стабилизируют ток в цепи только при достаточно медленных изменениях входного напряжения. Внезапные, резкие колебания входного напряжения не сглаживаются и передаются в цепь нагрузки без изменения.

Данные о промышленных типах барретеров приведены в табл. 1.

Таблица 1

Барретеры

Тип барретера	Напряжение начала барретирования $U_{б\ мин}$, *в*	Напряжение конца барретирования $U_{б\ макс}$, *в*	Ток начала барретирования $I_б$, *а*	Ток конца барретирования $I_б$, *а*	Время установления номинального тока, мин.
1Б5-9	5,0	9,0	1,0	1,0	5
1Б10-17	10,0	17,0	1,0	1,0	5
0,3Б17-35	17,0	35,0	0,275	0,375	5
0,3Б65-135	65,0	135,0	0,275	0,325	5
0,42Б5,5-12	5,5	12,0	0,415	0,435	5
0,85Б5,5-12	5,5	12,0	0,83	0,85	5

Автоматическое поддержание тока в нагрузке при помощи барретера находит самое разнообразное и широкое при-

менение. Так, например, для поддержания постоянства тока накала электронных ламп при их питании от электросети с изменяющимся напряжением возможно использование барретера типа 0,3Б65-135. В некоторых случаях для этих же целей может быть использован и другой тип барретера.

Во многих случаях барретеры применяются в последовательном соединении с термисторами (описаны ниже) с целью ограничения первоначального значения тока в цепи до установления номинального тока барретирования.

2. ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Газоразрядный стабилизатор напряжения является нелинейным сопротивлением вида R_U и используется для стабилизации напряжения в цепи при изменении тока в определенных заданных пределах.

Этот стабилизатор представляет собой газоразрядный прибор, к электродам которого прикладывается стабилизируемое напряжение. При этом в промежутке между электродами имеет место явление тлеющего разряда.

Тлеющий разряд в газе происходит при плотности тока, не превосходящей определенной величины, характерной для каждой пары газ — металл, причем падение напряжения между электродами стабилизатора остается почти постоянным и не зависит от величины тока, протекающего через него. Рядом исследований установлено, что значительная часть общего падения напряжения между электродами происходит вблизи катода, а у анода и в самом газовом промежутке падение напряжения мало. Поэтому общее падение напряжения в стабилизаторе характеризуется величиной падения напряжения у катода. Величина этого падения напряжения является физической постоянной и называется «нормальным катодным падением потенциала».

Величина нормального катодного падения потенциала прямо пропорциональна работе выхода электронов с поверхности металла катода и зависит, кроме того, от газа, которым заполнен промежуток между электродами прибора. Значения нормального катодного падения потенциала для разных пар металл — газ приведены в табл. 2.

При необходимости понижения падения потенциала между электродами прибора применяется активирование катода. Так, например, для пары никель — аргон нормальное катодное падение потенциала составляет 131 *в*, а при покрытии никелевого катода пленкой щелочноземельных ме-

Таблица 2

Катодное падение потенциала для пар металл — газ

Материалы катода	Газы						
	Воздух	Кислород	Водород	Азот	Гелий	Неон	Аргон
Медь	252	—	214	208	177	—	—
Серебро	279	—	216	233	162	—	131
Магний	224	310	153	188	125	94	119
Алюминий	229	311	171	179	141	120	100
Железо	269	343	198	215	161	—	131
Никель	226	—	211	197	—	—	131
Платина	277	364	276	216	160	252	131

таллов (барий, цезий, стронций и др.) падение потенциала снижается до 70 *в*.

Простейший газоразрядный стабилизатор состоит из двух электродов, помещенных в баллон, наполненный инертным газом. Возможны также и различные комбинированные стабилизаторы. В частности, имеются приборы с несколькими газовыми промежутками (многоэлектродные), которые представляют собой как бы несколько последовательно соединенных стабилизаторов в одном баллоне. Такие приборы могут быть использованы также в качестве делителей напряжения постоянного тока. Имеются также стабилизаторы с добавочным электродом, обеспечивающим возможность их применения не только для стабилизации напряжения, но и в качестве индикатора высокого напряжения в генераторе, усилителе и т. п.

Конструктивно почти все типы стабилизаторов напряжения выполнены одинаково. Электрод, служащий катодом, имеет поверхность, большую, чем анод, что нужно для того, чтобы при сохранении малой плотности тока с поверхности катода, необходимой для поддержания тлеющего разряда, можно было через прибор получить достаточно большой ток. Часто анод стабилизатора, рассчитанного на малые токи, выполняется в виде стержня, расположенного в центре цилиндрической сетки, являющейся катодом. В конструкциях стабилизаторов с электродами в виде полых цилиндров из листового материала катодом придается форма цилиндра с закругленными у дна краями. Это необходимо для того, чтобы исключить возможность создания большой плотности тока с поверхности катода с острыми краями.

Электроды газоразрядного стабилизатора обычно закрепляются на керамическом или стеклянном основании внутри стеклянного баллона, наполненного смесью инертных газов при давлении в несколько десятков миллиметров ртутного столба. Для наполнения стабиловольтов используются гелий, аргон, смесь криптона с ксеноном и другие газы или газовые смеси.

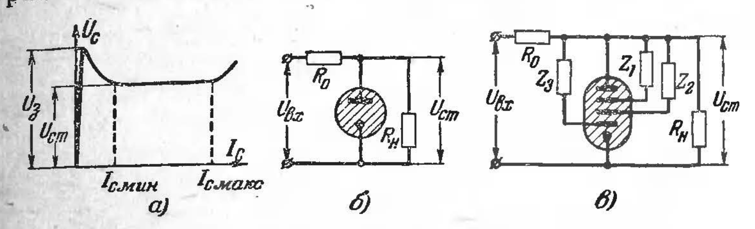
Вольтамперная характеристика газоразрядного стабилизатора напряжения приведена на фиг. 3,*а*. Основные параметры этого прибора: $U_з$ — напряжение зажигания (напряжение, при котором начинается разряд между электродами); U_{cm} — напряжение стабилизации (почти равное нормальному катодному падению потенциала); $I_{c\,мин}$ — минимальный ток разряда (при котором еще возможен разряд); $I_{c\,макс}$ — максимальный ток (при котором разряд еще не переходит в дуговой, а продолжает оставаться тлеющим); $R_{дин}=\frac{\Delta U}{\Delta I}$ — сопротивление прибора переменному току (определяется по вольтамперной характеристике).

При токе, превышающем ток $I_{c\,макс}$ начинается дуговой разряд и прибор лишается своих стабилизирующих свойств. Кроме того, при дуговом разряде происходит разрушение катода. Для ограничения тока разряда через прибор предусматривается включение ограничительного (балластного) сопротивления R_0, как это показано на схеме фиг. 3,*б*. Величина ограничительного сопротивления должна быть такой, чтобы при наибольшем входном напряжении стабилизатора $U_{вх}$ ток через прибор (газоразрядный стабилизатор) не превосходил значения тока $I_{c\,макс}$.

Из схемы фиг. 3,*б* видно, что ток через ограничительное сопротивление R_0 является суммой токов прибора и нагрузки. При увеличении входного напряжения $U_{вх}$ увеличится ток I_0 через ограничительное сопротивление R_0, что вызовет увеличение падения напряжения на нем. Если в промежутке между электродами сохраняется тлеющий разряд, то напряжение на приборе и на присоединенном параллельно ему сопротивлении нагрузки $R_н$ останется неизменным. Очевидно, что при этом происходит увеличение тока через прибор, а ток нагрузки остается неизменным. Если же ток через прибор станет больше тока $I_{c\,макс}$, то тлеющий разряд может перейти в дуго-

вой, стабилизация напряжения нарушится, и ток в нагрузке изменится. Такое нарушение режима работы стабилизатора может иметь место при относительно малом сопротивлении R_0 или большом увеличении входного напряжения $U_{вх}$.

При уменьшении входного напряжения $U_{вх}$ ток через ограничительное сопротивление R_0 и прибор уменьшится,



Фиг. 3. Вольтамперная характеристика (*а*) и схемы включения двухэлектродного (*б*) и многоэлектродного (*в*) газоразрядного стабилизатора напряжения.

а ток и напряжение в нагрузке останутся неизменными до тех пор, пока ток через прибор не станет меньше тока $I_{с\ мин}$.

Таким образом, при колебаниях питающего напряжения на входе стабилизатора будет меняться распределение тока между нагрузкой и прибором, а их сумма, равная току I_0, меняется в зависимости от изменения напряжения $U_{вх}$. Практически полагают ток нагрузки равным примерно одной трети тока $I_{с\ макс}$, значение которого указывается в паспорте каждого газоразрядного стабилизатора напряжения.

Схема включения многоэлектродного стабилизатора показана на фиг. 3,*в*. Здесь, кроме ограничительного сопротивления, также показаны так называемые пусковые сопротивления $Z_н$. Они обеспечивают зажигание прибора при сравнительно невысоком напряжении на электродах. В качестве таких пусковых сопротивлений целесообразно применить реактивные или активные сопротивления с малым потреблением тока, имеющие величину порядка 0,8 — 1,5 *мгом*.

Воспроизводимость вольтамперных характеристик стабилизаторов одного и того же типа зависит от тщательности технологии их изготовления. При этом особое внимание должно быть обращено на дегазацию электродов и чистоту газа, которым заполняется баллон

прибора. Практически оказывается трудно подобрать несколько приборов с совпадающими вольтамперными характеристиками и строго одинаковыми параметрами, чем и объясняется то, что стабилизаторы не включают параллельно друг другу.

Особо важное значение для сохранения постоянства параметров стабилизатора имеет температура окружающей среды. При температуре ниже —15° С зажигание происходит при величинах напряжения, больших нормального напряжения зажигания $U_з$ и заметно увеличивается напряжение его погасания. При повышении температуры окружающей среды падают соответственно напряжения зажигания и погасания. Повышением температуры также объясняется резкое изменение параметров стабилизатора при его перегрузке по току.

Если необходимо стабилизировать напряжения, величина которых превышает напряжение $U_{ст}$ имеющихся приборов, то можно включить их несколько последовательно. При этом не имеет принципиального значения, на какие напряжения стабилизации рассчитан каждый из последовательно включаемых приборов. Однако значения токов $I_{с\ мин}$ и $I_{с\ макс}$ должны быть у всех последовательно включенных стабилизаторов одинаковы. Практически можно считать, что все приборы имеют одно и то же значение тока $I_{с\ мин}$, что позволяет подбирать их для последовательного включения только по току $I_{с\ макс}$.

Степень стабилизации, которая может быть достигнута при помощи стабилизатора, существенно зависит от величины ограничительного сопротивления R_0.

Таблица 3

Газоразрядные стабилизаторы напряжения

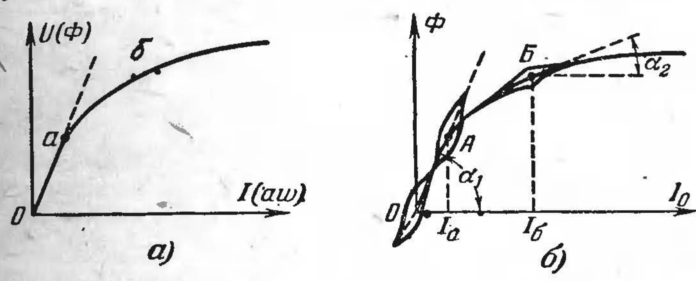
Основные параметры	Обозначения и данные			
	СГ-1П	СГ-2С	СГ-3С	СГ-4С
Напряжение зажигания, *в*	180	105	127	180
Напряжение стабилизации, *в*	150	75	105—112	145—162
Минимальный ток $I_{с\ мин}$, *ма*	5	5	5	5
Максимальный ток $I_{с\ макс}$, *ма*	30	30	30—40	30—40
Наибольшая высота, *мм*	72	98	98	98
Наибольший диаметр, *мм*	22,5	34	34	34
Состав газового наполнения	Смесь	Смесь	Гелий	Смесь*

* Обычно используется смесь криптона с ксеноном.

Для выбора типа стабилизатора можно воспользоваться табл. 3, в которой приведены основные данные газоразрядных стабилизаторов напряжения, выпускаемых отечественной промышленностью.

3. НАСЫЩЕННЫЙ ДРОССЕЛЬ

Дроссель с насыщенным магнитопроводом представляет собой реактивное нелинейное сопротивление вида Z_U. Его вольтамперная характеристика (фиг. 4,*а*) одновременно выражает зависимость магнитного потока Ф от намагничивающих ампервитков при постоянном числе витков обмотки дросселя, а также зависимость магнитной индукции $B = \mu H$ от намагничивающей силы (ампервитков).



Фиг. 4. Вольтамперные характеристики насыщенного дросселя

Участок *о—а* вольтамперной характеристики является почти линейным и соответствует условию недостаточности магнитного насыщения магнитопровода. Для большинства сортов трансформаторной стали такой участок вольтамперной характеристики получается при магнитной индукции в магнитопроводе менее 10 000 *гс*. Имеются некоторые сорта стали, у которых насыщение начинается при 16 000 — 18 000 *гс*. По мере повышения тока намагничивания растут магнитный поток и магнитная индукция в магнитопроводе. Однако из-за нелинейности изменения магнитной проницаемости μ линейная зависимость между намагничивающим током и магнитным потоком не сохраняется. Этим условиям работы магнитопровода дросселя соответствует нелинейный участок *А—Б* вольтамперной характеристики.

Связь между вольтамперной характеристикой дросселя и кривой намагничивания стали магнитопровода может быть пояснена следующим образом. Намагничивающий

поток создается ампервитками $aw = Iw$, где w — число витков обмотки дросселя. При неизменном числе витков намагничивающий поток пропорционален току в обмотке. Э. д. с. на зажимах обмотки дросселя

$$e_{др} = 4k\Phi fw10^{-8},$$

где коэффициент k определяется формой кривой тока намагничивания (для синусоидальной формы намагничивающего тока $k = 1{,}11$);

Φ — магнитный поток, создаваемый протекающим через обмотку током;

f — частота тока намагничивания;

w — число витков обмотки дросселя.

Отсюда следует, что при неизменной форме тока, постоянной частоте и определенном числе витков э. д. с. пропорциональна магнитному потоку.

Реактивное сопротивление дросселя:

$$X_{др} = 2\pi fL,$$

где L — действующее значение индуктивности дросселя, *гн*;

f — частота тока, *гц*.

Если дроссель не имеет стального сердечника, то его индуктивность можно считать неизменной, определяемой как коэффициент пропорциональности между магнитным потоком и током намагничивания, т. е.

$$L = \frac{\Phi}{I} = 10^8 \operatorname{tg} \alpha,$$

где α — угол наклона кривой намагничивания (вольтамперной характеристики).

Таким образом, по заданной вольтамперной характеристике можно определить индуктивность дросселя. Если вольтамперная характеристика дросселя линейна, то ее наклон остается неизменным, и индуктивность такого дросселя остается постоянной независимо от величины намагничивающего тока. Если же вольтамперная характеристика нелинейна, то угол наклона касательной к горизонтальной оси будет разным для различных участков характеристики.

Последнее показано на фиг. 4,*б*. При токе намагничивания I_a (точка A на вольтамперной характеристике)

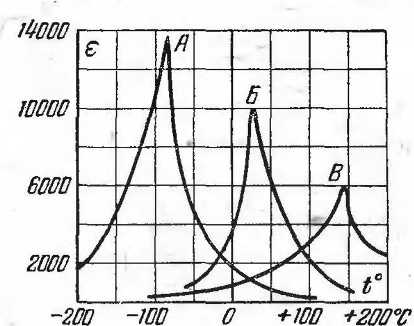
угол наклона равен α_1, и индуктивность дросселя $L_1 = 10^8 \operatorname{tg} \alpha_1$. Точно таким же образом можно определить индуктивность дросселя при токе намагничивания $I_б$, в точке $Б$ вольтамперной характеристики, где

$$L_2 = 10^8 \operatorname{tg} \alpha_2.$$

Очевидно, что индуктивности L_1 и L_2 неодинаковы по величине, а следовательно, реактивное сопротивление дросселя можно менять в зависимости от тока намагничивания. Свойство дросселей с насыщенным магнитопроводом дает возможность применять их для ряда целей, в частности для феррорезонансной стабилизации напряжения.

4. КОНДЕНСАТОРЫ С СЕГНЕТОЭЛЕКТРИКОМ

Конденсатор с сегнетоэлектриком представляет собой нелинейное реактивное сопротивление вида Z_U, нелинейность которого обусловлена зависимостью диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрика от приложенного к конденсатору напряжения. Диэлектрическая проницаемость диэлектриков, используемых в обычных конденсаторах, практически не зависит от величины приложенного к конденсатору напряжения. Вследствие этого емкость обычного конденсатора не зависит от величины напряжения на его электродах.



Фиг. 5. Зависимость диэлектрической проницаемости ε от температуры t сегнетоэлектрика.

A — для $SrTiO_3$; $Б$ — для $2BaTiO_3$; B — $BaTiO_3$.

В качестве сегнетоэлектриков применяются чаще всего смеси титаната бария и стронция. Диэлектрическая проницаемость этих материалов зависит от величины приложенного к конденсатору напряжения, а также и от частоты.

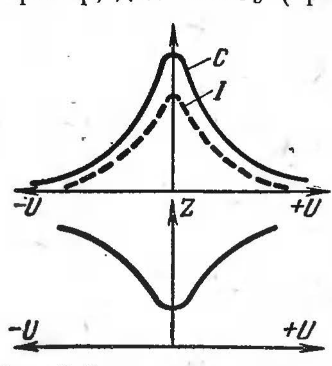
Обычно диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектриков указывается для определенной температуры (соответствующей точке Кюри), при которой проницаемость достигает наибольшего значения. Температура, соответствующая точке Кюри, различна для разных материалов.

На фиг. 5 приведены кривые зависимости диэлектрической проницаемости для некоторых сегнетоэлектриков. Поль-

2*

зуясь кривыми фиг. 5, находим, что точка Кюри для смеси титаната бария и стронция (кривая *Б*) соответствует 40° С. Следовательно, при комнатной температуре смесь титаната бария и стронция обладает достаточно большим значением диэлектрической проницаемости.

Для других сегнетоэлектриков с большими значениями диэлектрической проницаемости ε точка Кюри соответствует температуре, намного отличающейся от комнатной. Так, например, для $SrTiO_3$ (кривая *А*) наибольшее значение ε = 13 800 соответствует тепературе —80° С, а при температуре +20° С диэлектрическая проницаемость снижается до нескольких десятков единиц, что делает $SrTiO_3$ практически непригодным для использования в качестве диэлектрика нелинейного конденсатора.



Фиг. 6. Характеристики конденсатора с сегнетоэлектриком.

Как видно из ряда характеристик конденсатора с сегнетоэлектриком (фиг. 6), показывающих нелинейность его реактивного сопротивления, емкость конденсатора меняется в зависимости от приложенного к нему напряжения. На фиг. 6 внизу показана зависимость реактивного сопротивления конденсатора от приложенного напряжения постоянной частоты. Вольтамперная характеристика конденсатора показана на фиг. 6 штриховой линией.

Практическое применение титанатовой керамики с очень высоким значением диэлектрической проницаемости ε затруднительно вследствие значительного влияния температуры. Это влияние в известной мере ослабляют путем введения небольших присадок в титанатовую массу. Все применяемые присадки можно разделить на две группы: к первой относятся примеси $BaSrO_3$ и $PbSrO_3$, сдвигающие точку Кюри (обычно вниз), а ко второй — примеси $MgTiO_3$ и $CaTiO_3$, ограничивающие возрастающие значения ε вблизи точки Кюри.

Малые количества присадок второй группы одновременно с „подавлением пика" Кюри могут повышать значение ε при температурах, меньших точки Кюри. Однако и при этих присадках получаются ε ≈ 2 500, тогда как с присадками первой группы удается получать массы с ε =

=10 000, хотя и с меньшей стабильностью и большими диэлектрическими потерями, чем в первом случае. Комбинирование присадок позволяет получить удовлетворительные значения ε и температурную стабильность конденсаторов. Следует учесть, что конденсаторы из масс с наибольшими значениями величин ε обладают наиболее резкой нелинейностью вольтамперной характеристики, увеличенными диэлектрическими потерями и значительной скоростью старения.

В настоящее время практический интерес представляют керамические сегнетоэлектрики типа ВК-1, отличающиеся высокой механической и электрической прочностью, стабильностью во времени, стойкостью к воздействию влажности и химических соединений и сохраняющие свои свойства в широком интервале температур. Резко выраженную нелинейность вольтамперной характеристики конденсаторы из материала ВК-1 сохраняют в интервале температур от +80° С вплоть до очень низких температур. Из материала ВК-1 изготовляются конденсаторы, известные под названием варикондов. Данные некоторых типов варикондов приведены в табл. 4.

Таблица 4

Данные варикондов

Тип вариконда	Диаметр, *мм*	Номинальная емкость, *пф*	Максимальная емкость, *пф*	Допустимое напряжение, *в*	Коэффициент нелинейности
ВК1-М	2	200	600	60	2,5
ВК1-1	4	510	2 000	40	3
ВК1-2	9	5 100	16 000	50	3
ВК1-3	17	18 000	40 000	70	3
ВК1-4	25	20 000	70 000	100	3

Примечание. Указанная номинальная емкость варикондов измерена при частоте 50 *гц* и напряжении 5 *в*.

При изменении величины напряжения на обкладках вариконда его емкость меняется.

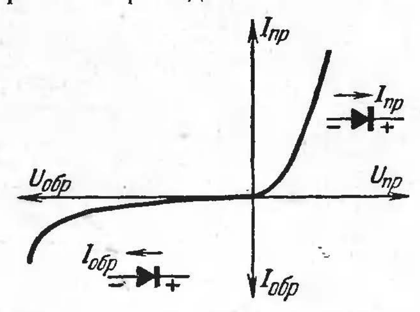
Коэффициент нелинейности определен как отношение максимальной емкости вариконда к его минимальной емкости.

5. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковые диоды являются нелинейными сопротивлениями вида R_I. Типовая вольтамперная характеристика полупроводникового диода приведена на фиг. 7. Вид вольтамперной характеристики остается одним и тем

же для разных типов полупроводниковых диодов, к которым относятся меднозакисные (купроксные), селеновые, кремниевые и германиевые диоды.

В отличие от хорошо известных ламповых диодов, которые пропускают ток только в одном направлении, полупроводниковые диоды не обладают строго односторонней проводимостью тока. Они лучше пропускают ток в одном направлении и значительно хуже в другом. Если по аналогии с ламповым диодом назвать один из электродов полупроводникового диода анодом, а другой электрод катодом, то току в направлении от анода к катоду диод оказывает малое сопротивление, а в противоположном направлении тока—большое. Соответственно сказанному различают прямой ток $I_{пр}$ (в пропускном направлении) и обратный ток $I_{обр}$. Равным образом различают прямое напряжение $U_{пр}$ и обратное напряжение $U_{обр}$. При этом прямым напряжением называется напряжение, приложенное плюсом к аноду и минусом к катоду; обратным напряжением называется напряжение, приложенное минусом к аноду и плюсом к катоду.



Фиг. 7. Типовая вольтамперная характеристика полупроводникового диода.

Сопротивление полупроводникового диода прямому и обратному току зависит от приложенного прямого и обратного напряжений, а также от температуры окружающей среды, причем эти зависимости нелинейны, чем и определяется нелинейность вольтамперных характеристик. Первая из этих нелинейностей является полезной, позволяющей использовать диоды в различных устройствах, главным образом для выпрямления и детектирования. Зависимость же параметров диода от температуры является вредным явлением, обусловливающим нестабильность работы того устройства, в котором использован полупроводниковый диод.

Полупроводники занимают по своим электрическим свойствам промежуточное положение между проводниками и изоляторами. Удельное сопротивление проводников составляет 10^{-4}—10^{-5} *ом см*; для изоляторов эта величина равна

10^{10}—10^{18} *ом см.* Удельное сопротивление полупроводников колеблется в широких пределах (от 10 до 10^{10} *ом см*).

Электрическое сопротивление проводников и полупроводников различно зависит от температуры как качественно, так и количественно. С ростом температуры удельное сопротивление проводников (металлов), как правило, увеличивается, т. е. они обладают положительным температурным коэффициентом. Полупроводники же, наоборот, обладают отрицательным температурным коэффициентом. Температурный коэффициент проводников имеет малую величину, полупроводников — значительно бо́льшую.

Наличие примесей к основному веществу проводников и полупроводников также оказывает различное влияние на их свойства. Грубо говоря, можно считать, что наличие примеси в проводнике увеличивает, а в полупроводнике уменьшает его удельное сопротивление.

Чтобы понять указанные различия проводников и полупроводников, необходимо коротко вспомнить основные свойства твердого тела.

Известно, что все вещества состоят из атомов, представляющих собой положительно заряженное ядро, окруженное отрицательно заряженными электронами. Согласно современной теории в атомном ядре сосредоточены протоны и нейтроны (исключение составляет ядро водорода, состоящее из одного протона).

Нейтроны не обладают электрическим зарядом, а протоны имеют положительный электрический заряд, равный $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ *к.* Таким образом, ядро атома имеет положительный электрический заряд, определяемый числом протонов. Этот заряд уравновешивается общим отрицательным зарядом всех электронов, которые вращаются вокруг ядра по замкнутым орбитам. Заряд электрона равен также $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ *к.* Общее число электронов в атоме равно числу протонов и атом в нормальном состоянии электрически нейтрален.

Орбиты, по которым движутся электроны вокруг ядра, находятся на различных расстояниях от ядра. В сложных атомах таких орбит может быть много. Поэтому часто говорят, что электронная оболочка атома как бы построена из ряда отдельных слоев. Электроны ближайших к ядру слоев прочно связаны с ядром силами электростатического притяжения благодаря разноименности их зарядов. Электроны же наиболее удаленных от ядер слоев связаны с ядром слабее. Такие электроны часто называются внешними. При достаточном сближении двух атомов между ними возникают силы

взаимодействия. Эти междуатомные силы действуют главным образом на внешние электроны, заставляя их двигаться по новым орбитам, охватывающим оба атома. Так создается химическая связь и образуются молекулы.

Для твердых тел, в том числе металлов и полупроводников, характерно кристаллическое строение, т. е. закономерное и упорядоченное расположение частиц в пространстве. Атомы твердого тела располагаются симметрично друг относительно друга, образуя кристаллическую решетку.

Основной отличительной чертой атомов металла является то, что электроны, находящиеся на внешних орбитах, связаны с ядром атома очень слабо и могут легко оторваться от своего атома. При потере электронов атом в целом оказывается заряженным положительно. В то же время другие атомы, захватившие лишние электроны, становятся отрицательно заряженными. Процесс потери или присоединения электронов к атому называется ионизацией, а заряженные атомы — положительными или отрицательными ионами. Процесс ионизации атомов может происходить от различных причин. Атомы могут ионизироваться под влиянием очень высокой температуры, под воздействием ультрафиолетовых лучей и других причин.

В первом приближении кристаллы металлов можно представить себе в виде электронного «облака», в котором на определенном расстоянии расположены положительные ионы. Внешние электроны, оторвавшиеся от своих атомов, хаотически перемещаются внутри электронного «облака» (между узлами кристаллической решетки). Эти электроны и обусловливают электрическую проводимость металла. Они являются носителями электрического заряда (тока) и поэтому их часто называют электронами проводимости. Общее число электронов проводимости в металле велико (10^{22} электронов в 1 *см*^{3}), чем и обусловлена хорошая электрическая проводимость металлов.

Увеличение сопротивления металлов электрическому току при повышении температуры является следствием учащающихся столкновений электронов проводимости с узлами кристаллической решетки (ионами) металла и уменьшения скорости их движения в направлении переноса электрических зарядов. Необходимо заметить, что повышение температуры металла не изменяет общего числа электронов проводимости, так как все внешние электроны, находившиеся на наружных орбитах, оторвались от своих атомов и свободно перемещаются в промежутках между узлами кристал-

лической решетки уже при весьма низких температурах. Для получения же дополнительного числа свободных электронов их надо вырывать из внутренних орбит, а для этого необходима температура, как правило, более высокая, чем температура плавления металла.

Если в кристаллическую решетку металла попадают атомы посторонней примеси, то они вносят в решетку новые неоднородности в дополнение к тем, которые вызываются тепловыми колебаниями атомов решетки. Поэтому примеси, как правило, увеличивают электрическое сопротивление металлов.

Изоляторы и полупроводники отличаются от металлов тем, что внешние электроны атомов кристалла прочно связаны с ядром своего атома и не могут так легко отрываться от них. Число «свободных» электронов в подобном кристалле мало. Под воздействием нагревания кристалла или других ионизирующих факторов внешние электроны, увеличивая свою энергию, могут оторваться от своих атомов и стать электронами проводимости. При повышении температуры здесь, как и в металлах, учащаются столкновения электронов с узлами кристаллической решетки. Однако, эффект увеличения числа электронов проводимости с повышением температуры превосходит действие увеличивающихся столкновений электронов с узлами решетки. Поэтому с повышением температуры электрическое сопротивление полупроводников уменьшается.

Примеси в полупроводнике, так же как и в металле, нарушают электрическое равновесие кристаллической решетки и увеличивают электрическое сопротивление, так как при этом число столкновений электронов проводимости с узлами решетки увеличивается. Но действие примесей в полупроводнике этим не ограничивается. Некоторые примеси имеют атомы, у которых электроны наружных орбит слабо связаны с ядром. Эти электроны, перемещаясь между узлами кристаллической решетки полупроводника, смогут принять участие в переносе электрических зарядов. Таким образом, в рассматриваемом случае примесь вносит в решетку дополнительные электроны проводимости, уменьшая тем самым удельное сопротивление кристалла. В этом случае осуществляется электронная проводимость, которую часто называют проводимостью типа *n*.

Примеси другого рода оказывают другое влияние на электрическую проводимость кристалла. Каждый из внесенных в кристаллическую решетку атомов такой примеси мо-

жет принять на свою внешнюю орбиту один или несколько свободных электронов. Присутствие подобных атомов в кристаллической решетке значительно облегчает отрыв электронов от наружной орбиты основных атомов кристалла. Оторвавшиеся электроны захватываются атомами примеси и закрепляются там. Атом решетки, с наружной орбиты которого ушел электрон, может «притянуть» на его место электрон с соседнего атома и т. д.

Таким образом, место, где имеется недостаток электрона, так называемая «электронная дырка», непрерывно и беспорядочно перемещается по всей кристаллической решетке от одного атома к другому. Если такой кристалл поместить во внешнее электрическое поле, то движение электронных дырок будет упорядочено и обусловит протекание тока. Так как электронные дырки обладают положительным зарядом, то они будут двигаться в направлении, противоположном движению электронов. Электрическая проводимость такого рода носит название дырочной проводимости или проводимости типа *p*. В том случае, когда в кристалле одновременно присутствуют примеси двух родов, проводимость будет обусловлена теми и другими носителями тока, т. е. свободными электронами и электронными дырками.

В качестве технически важных избыточных полупроводников типа *n* применяются ZnO, WO_3, Fe_2O_3, TiO_2, UO_2, германий и кремний с содержанием следов сурьмы, мышьяка или фосфора. Технически важными полупроводниками типа *p* являются CuO, C_2O, UO_2, германий и кремний с примесями бора или алюминия. В зависимости от обработки одного и того же исходного материала и используемых примесей можно получить полупроводники с проводимостью того или иного типа.

Современные полупроводниковые диоды представляют собой два вида контактных соединений: полупроводник с металлом или два полупроводника с проводимостями типов *n* и *p*. К диодам первого вида относятся меднозакисные и селеновые диоды, а также германиевые и кремниевые диоды с точечным контактом. Контакт между полупроводниками двух типов используется в так называемых плоскостных германиевых и кремниевых диодах.

Наиболее широкое применение в настоящее время нашли германиевые диоды.

Согласно современной теории электрическая проводимость в контактной паре металл — полупроводник может быть упрощенно представлена в следующем виде. Если под

воздействием извне приложенного напряжения металлический проводник имеет отрицательный, а полупроводник положительный потенциал, то электроны в проводнике и электронные дырки в полупроводнике двигаются к месту контакта и рекомбинируют. В результате в цепи будет протекать большой ток при малом сопротивлении контакта. Это и будет прямой ток $I_{пр}$.

Если к металлу приложить обратное напряжение, т. е. положительный потенциал, то электроны в проводнике и электронные дырки в полупроводнике будут уходить от места контакта, вследствие чего их концентрация вблизи контакта значительно уменьшится и на границе контакта с полупроводником образуется тонкий ($10^{-5} \div 10^{-6}$ *см*) запорный слой, обладающий очень большим сопротивлением. Вследствие этого обратный ток $I_{обр}$ будет мал.

Эффект действия и образования запорного слоя еще сильнее выражен в плоскости контакта двух полупроводников с разными типами проводимости, т. е. в диодах типов *n-p* или *p-n*. При приложении к полупроводнику типа *p* положительного, а к полупроводнику типа *n* отрицательного потенциала, электронные дырки в области *p* и электроны в области *n* увлекаются полем к контакту полупроводников, рекомбинируют там и образуют ток $I_{пр}$ определенной величины. По мере увеличения приложенного к полупроводникам напряжения уменьшается толщина запорного слоя и уменьшается сопротивление контакта. Одновременно с уменьшением толщины запорного слоя происходит увеличение его проводимости под воздействием усиливающегося электрического поля. В результате одновременного действия обоих явлений в запорном слое происходит резкое уменьшение его сопротивления, чем и объясняется крутой подъем вольтамперной характеристики уже при небольших напряжениях $U_{пр}$.

При приложении к полупроводнику типа *p* отрицательного потенциала, т. е. при обратном напряжении $U_{обр}$, электронные дырки и электроны будут оттягиваться от плоскости контакта. При этом толщина запорного слоя и его сопротивление увеличатся, а через контактную пару (диод) потечет небольшой ток обратного направления $I_{обр}$.

Селеновые диоды. Эти диоды и их соединения широко используются в технике для выпрямления переменного тока. Контактную пару селенового диода составляют слой селе-

на[1], нанесенный на подкладку (металлическую шайбу), и металл (сплав олова с кадмием). Обычно к селену, идущему на изготовление диодов, добавляют в очень малом количестве иод или хлор. Эти примеси уменьшают сопротивление диода в пропускном направлении тока и компенсируют действие других примесей в селене, вызывающих повышение сопротивления диода.

Подкладка вентиля (нижний электрод диода) штампуется из листов мягкой стали или алюминия толщиной 0,8—1,5 *мм*. Для вентилей, рассчитанных на малые токи, подкладка штампуется в виде дисков диаметром менее 10 *мм*. Для более мощных выпрямителей применяется подкладка в виде шайб с наружным диаметром до 120 *мм*.

Нанесение слоя селена в большинстве производств осуществляется намазыванием аморфного селена на горячую подкладку или расплавлением на подкладке порошкообразного селена. В последнее время все большее распространение получает более совершенная вакуумная технология изготовления селеновых вентилей. При этом улучшаются качества вентилей как в отношении параметров вольтамперной характеристики, так и в отношении срока службы диодов. Одновременно значительно уменьшается расход селена. При вакуумном способе производства селеновых вентилей тонкие листы алюминия покрываются в вакууме с одной стороны висмутом. Затем при нагреве листов до 110—130° С на слой висмута наносится («напаривается») слой селена толщиной примерно в 0,065—0,085 *мм*.

Верхний электрод (катод) наносится на поверхность селена. В качестве материала для него используется сплав олова с кадмием. Иногда в сплав вводят, кроме того, висмут. Нанесение верхнего электрода осуществляется путем набрызгивания расплавленного металла при помощи специального металлизатора или осаждением (напариванием) слоя металла в вакууме.

Для предотвращения короткого замыкания между подкладкой и верхним электродом последний наносится не на всю поверхность вентиля. Рабочая поверхность вентиля с

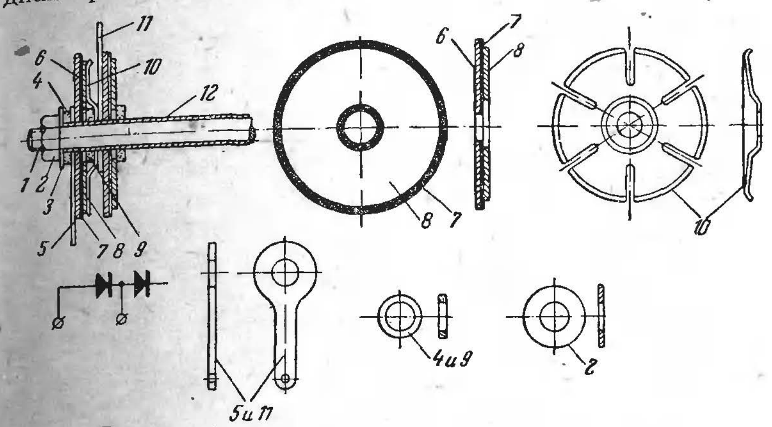
---

[1] Селен является металлоидом (аналогом серы), обладает атомным весом 79,2 и удельным весом 4,78, плавится при температуре 217° С. Черный стекловидный аморфный селен размягчается при температуре 50—60° С и при более высоких температурах переходит в серый кристаллический селен.

Технический селен получается как отход в процессе электролитического рафинирования меди, а также при камерном процессе производства серной кислоты из колчедана различных месторождений.

учетом отверстия в подкладке для стяжного болта составляет примерно 75% всей поверхности подкладки.

Обычно селеновые вентили собираются в комплекты (столбики). Конструктивное оформление такого комплекта определяется его назначением, мощностью и размерами используемых вентилей. На фиг. 8 показан пример сборки селенового столбика, типичный для вентилей с наружным диаметром шайб от 18 *мм* и выше. На изображенный здесь



Фиг. 8. Детали селенового столбика.

1 — монтажный металлический болт (или шпилька); *2* — металлическая гайка; *3* — металлическая шайба; *4* — изоляционная шайба; *5* — контактная шина от анода; *6* — анод; *7* — слой селена; *8* — катод; *9* — изолирующая шайба; *10* — пружинящая шайба; *11* — контактная шина от катода; *12* — изолирующая трубка.

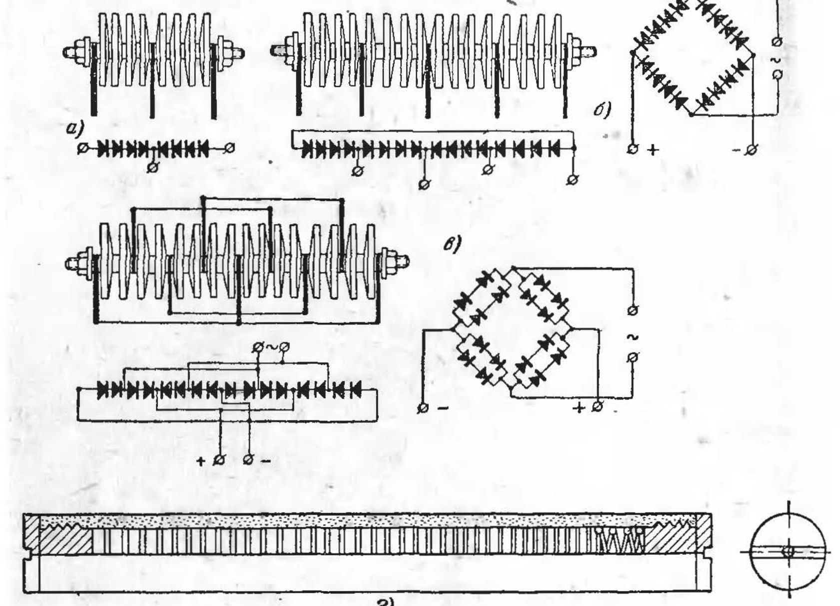
монтажный болт *1* можно насадить нужное число шайб. Контактные шины позволяют осуществить требуемое соединение вентилей по заданной схеме.

Наиболее распространенные схемы соединения выпрямительных столбиков и соответствующее расположение выпрямительных шайб показаны на фиг. 9. Размер и количество вентилей выбираются в соответствии с заданными значениями выпрямленного напряжения и тока.

Выпрямители, рассчитанные на малые токи нагрузки, собираются обычно из шайб диаметром 5—10 *мм.* В качестве примера такого выпрямительного столбика на фиг. 9,*г* показан вентиль из 50 последовательно соединенных диодов с диаметром 7 *мм.* Элементы *1* помещены в трубчатую обойму *2*, изготовленную из полистирола (материал с высококачественной изоляцией). Эта трубка предохраняет от короткого замыкания между отдельными дисками и служит для них

защитным кожухом. Надежный контакт между отдельными дисками достигается при помощи пружин *3* и винтов *4*. Последние используются, кроме того, в качестве выводных зажимов выпрямителя.

Допустимые токи нагрузки для различных селеновых вентилей приведены в табл. 5. Данные комплектных столбиков селеновых диодов для мостовых схем даны в табл. 6.



Фиг. 9. Схемы соединения выпрямительных элементов в столбики.
а — соединение по схеме с выведенной средней точкой; *б* — соединение по мостовой схеме; *в* — соединение по мостовой схеме (два элемента включены параллельно); *г* — высоковольтный селеновый столбик.

Выпрямительные свойства селенового диода сильно зависят от температуры окружающей среды. Увеличение температуры приводит к уменьшению сопротивления прямому току. Можно примерно считать, что в пределах от +20 до +60° С сопротивление прямому току уменьшается на 1% от первоначального значения при повышении температуры на 1° С. Снижение температуры окружающей среды приводит к увеличению сопротивления прямому току. Это справедливо в диапазоне температур от −40 до +60° С при напряжении $U_{пр} \leqslant 20$ *в*.

Таблица 5

Допустимые токи нагрузки селеновых вентилей

Наружный диаметр, *мм*	Рабочая поверхность, *см²*	Наибольшее число элементов в столбике, шт.	Максимально-допустимое обратное напряжение (действующее значение) на один элемент, *в*	Ток в нагрузке выпрямителя, *а*	
				в однотактной схеме выпрямителя	в двухтактной схеме выпрямителя
7	0,07	60	18	0,003	0,006
18	1,1	24	18	0,04	0,08
25	3,0	32	18	0,07	0,15
35	7,2	32	18	0,15	0,3
45	13,0	32	18	0,3	0,6
67	28,0	24	16	0,6	1,2
89	47,0	24	16	1,2	2,4
100	69,0	24	16	1,5	3,4
112	85,0	24	16	2,0	4,0

Примечания: 1. Приведенные в таблице допустимые токи нагрузки относятся к случаю, когда выпрямитель работает на чисто активное сопротивление. Если нагрузка имеет емкостный характер или выпрямитель используется для зарядки аккумуляторов, то указанные значения допустимых токов надо уменьшить на 20%.

2. Приведенные значения допустимых нагрузок относятся к элементам, собранным в столбики с промежутками, равными около 10% от диаметра. Если собрать столбики с большими промежутками между элементами, то ток нагрузки может быть увеличен.

3. Данные таблицы относятся к температуре окружающей среды + 35° С.

Таблица 6

Селеновые столбики для мостовых схем

Условное наименование (тип)	Количество элементов в столбике			Размеры столбика, *мм*		Электрические данные при активной нагрузке		
	последовательно	параллельно	всего	длина	диаметр	доводимое напряжение, *в*	выпрямленное напряжение, *в*	выпрямленный ток, *а*
ВС-1	1	2	8	120	100	13	8	6
ВС-2	1	4	16	210	100	13	8	12
ВС-3	2	2	16	210	100	26	16	6
ВС-4	4	1	16	210	100	52	32	3
ВС-5	8	1	32	375	100	120	80	3
ВС-6	12	1	24*	375	100	220	106	2
ВС-45-1	2	2	16	125	45	27	16	0,8
ВС-45-2	4	1	16	125	45	54	32	0,4
ВС-45-5	6	1	24	125	45	75	42	0,4
ВС-45-6	3	2	24	125	45	36	21	0,8

* Число выпрямительных элементов указано только для одного столбика. Схема собирается из двух столбиков.

Характер влияния температуры окружающей среды на сопротивление обратному току определяется величиной напряжения, приложенного к вентилю. Обычно при напряжениях $U_{обр}=10\div20$ *в* сопротивление обратному току увеличивается по мере повышения температуры. При малых обратных напряжениях имеет место уменьшение сопротивления с ростом температуры.

Перегрузка селеновых диодов по току увеличивает потери в них, приводит к перегреву и увеличению падения напряжения на их зажимах. Кратковременные перегрузки (в 2—5 раз), повторяющиеся с большими интервалами, выдерживаются селеновыми диодами безболезненно. Нагрузка импульсного характера с определенной частотой повторения может быть учтена при расчете действующего значения тока выпрямителя. Недогрузка селенового диода по току удлиняет срок его службы.

Иногда с течением времени наблюдается так называемая расформовка селенового диода, заключающаяся в том, что сопротивление элемента обратному току уменьшается. В результате диод перестает обладать преимущественно односторонней проводимостью тока. Такое явление наблюдается главным образом при длительном пропускании только прямого тока, а также при долговременном хранении диодов без использования.

При включении селеновых диодов после длительного хранения рекомендуется вначале подавать неполное рабочее напряжение и затем его постепенно повышать. В этом случае лучше всего подключать к диодам напряжение переменного тока.

С течением времени происходит старение селеновых диодов, т. е. постепенное увеличение сопротивления прямому току. Наиболее заметно старение диодов в первые 1 000—2 000 час. их работы. В нормальном режиме работы выпрямителей сопротивление прямому току может возрасти на 25—30% относительно первоначальной величины. Старение выпрямителей имеет также место и при их хранении в бездействующем состоянии.

Условным сроком службы селенового диода называют время его непрерывной работы, в течение которого напряжение на выходе выпрямителя снижается на 10% при неизменном напряжении, подводимом к выпрямителю. Селеновые диоды могут быть также использованы и по истечении условного срока службы, если имеется возможность компенсировать возросшее падение напряжения на диоде. Срок

службы отечественных селеновых диодов составляет примерно 10 000 час.

Емкость селенового диода, оказывающая влияние на его работу в моменты приложения обратного напряжения, обусловлена наличием между металлом и полупроводником запорного слоя. Она составляет 0,01—0,02 *мкф/см*² рабочей поверхности шайбы и зависит от напряжения, приложенного к вентилю. Влияние собственной емкости селенового диода сводится к дополнительным потерям мощности в слое полупроводника, увеличивающимся с повышением частоты.

Меднозакисные диоды. Меднозакисный (купроксный) диод представляет собой медный диск (или пластину), покрытый путем термической обработки слоем закиси меди. Для изготовления меднозакисных диодов применяется электролитически очищенная красная медь с весьма малым содержанием примесей (не более 0,02%). Диски или пластины штампуются из прокатанной медной ленты толщиной 1—1,5 *мм.* После штамповки поверхность заготовки выравнивается и очищается от жира и загрязнений крепким раствором азотной кислоты. Для нанесения слоя закиси меди очищенные и промытые диски помещаются на 10—15 мин. в печь, нагретую до 1 020—1 030° С. При этом происходит окисление меди и образуется слой закиси меди на поверхности шайбы.

Анодом меднозакисного диода служит обычно прижимная свинцовая шайба. Для уменьшения переходного сопротивления между слоем полупроводника и контактной шайбой поверхность закиси меди покрывается тонким хорошо проводящим слоем графита.

Меднозакисные выпрямительные столбики собираются таким же способом, как и селеновые.

Основные данные о меднозакисных диодах и выпрямительных столбиках приведены в табл. 7 и 8.

Сравнивая параметры селеновых и меднозакисных диодов следует отдать предпочтение первым, если они предназначены для выпрямления переменного тока в силовых установках. Если же требуется выпрямить измеряемый ток, т. е. небольшой ток, и к. п. д. не имеет существенного значения, тогда следует выбрать меднозакисные диоды, которые обычно искусственно старят для обеспечения большего постоянства параметров.

Германиевые диоды с точечным контактом. В германиевом диоде с точечным контактом выпрямление тока осуще-

Таблица 7

Меднозакисные выпрямительные столбики с дисками

Тип столбика	Число элементов в столбике			Напряжение на входе, *в*	Напряжение на выходе, *в*	Ток нагрузки, *а*	Размеры, *мм*	Вес, *кг*
	соединенных последовательно	соединенных параллельно	всего					
Для однофазной мостовой схемы выпрямления								
ВК-103	6	3	72	50	24	1,2	263×75	2,2
ВК-117	6	2	48	50	24	0,8	185×75	1,4
ВК-120	4	2	32	32	16	0,8	185×75	1,4
ВК-126	2	6	48	16	8	2,4	185×75	1,4
ВК-132	6	1	24	56	28	0,36	155×75	1,0
ВК 133	3	2	24	28	14	0,72	155×75	1,0
Для двухфазной схемы выпрямления (с нулевым выводом трансформатора)								
ВК-128	2	6	24	6	2,2	2,4	185×75	1,4

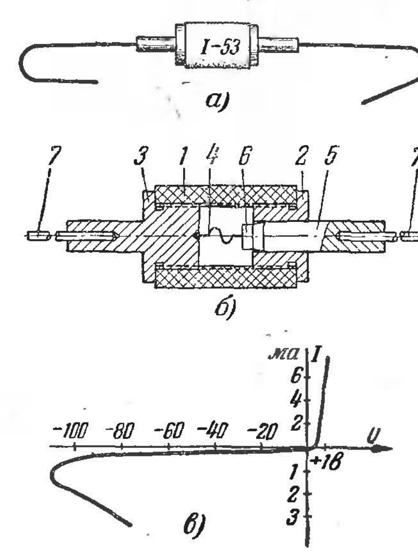
Таблица 8

Меднозакисные вентильные столбики измерительного типа

Тип столбика	Число последовательно соединенных вентилей в столбике	Напряжение на выходе, *в*	Ток на выходе, *ма*	Напряжение на входе, *в*	Размеры, *мм*	Вес, *г*
		при сопротивлении нагрузки, равной 750 *ом*				
Для однотактной однофазной схемы выпрямления						
ВК-02-01	1	1,0	1,4	4,0	6×25	2,3
ВК-02-2	5	1,35	1,8	20,0	6×36	2,6
ВК-20-19	1	1,2	1,6	4,0	26×22	24,0
ВК-22-24	10	9,0	11,5	40,0	36×22	65,0
Для однофазной мостовой схемы выпрямления						
ВК-07-01	1	2,5	3,4	4,0	26×50	18,5
ВК-07-02	2	3,8	5,0	8,0	26×50	18,5
ВК-07-7	3	6,5	8,8	12,0	30×50	18,5
ВК-20-1	1	2,5	2,5	4,0	32×22	35,0
ВК-20-2	2	4,5	6,2	8,0	37×22	48,0
ВК-20-5	5	12,5	17,0	20,0	52×22	88,0
ВК-20-6	6	13,5	17,0	24,0	57×22	103,0
Для двухфазной схемы выпрямления (с нулевым выводом трансформатора)						
ВК-20-7	1	2,0	2,5	4,0	28×22	27,0
ВК-20-8	2	4,5	6,2	8,0	31×22	33,0
ВК-20-11	5	12,5	17,0	20,0	40×22	54,0
ВК-20-12	6	13,5	17,0	24,0	43×22	61,0

ствляется в тонком запорном слое, образующемся у места контакта кристалла германия[1] с металлической иглой.

Современные германиевые диоды имеют так называемый сварной контакт между металлическим острием и кристаллом. Сварка острия пружины с кристаллом осуществляется пропусканием тока в прямом направлении в течение 5—10 сек. При этом острие контактной пружины проникает вглубь кристалла, образуя полусферический контакт диаметром около 0,005 *мм*. Характеристики и параметры диода изменяются при сварке незначительно.



Фиг. 10. Германиевый диод ДГ-Ц.

а — внешний вид; *б* — конструкция; *1* — керамическая втулка; *2* и *3* — металлические фланцы; *4* — игла из вольфрамовой проволоки; *5* — кристаллодержатель; *6* — кристалл германия; *7* — проволочные выводы.

Наиболее широко применяемыми типовыми германиевыми диодами с точечным контактом, выпускаемыми отечественной промышленностью, являются диоды типа ДГ-Ц. Их внешний вид, схематическое устройство и вольтамперная характеристика приведены на фиг. 10.

В настоящее время выпускается девять типов германиевых точечных диодов марки ДГ-Ц. Все они одинаково оформ-

[1] Германий представляет собой твердый серебристо-серый металл отличающийся большой хрупкостью. Его существование было впервые предсказано Д. И. Менделеевым в 1871 г., но он был открыт только в 1886 г. Атомный вес германия равен 72,6, удельный вес 5,4. Температура плавления по данным различных источников лежит в пределах 927—968° С. В периодической системе элементов германий находится в четвертой группе, т. е. в атоме германия имеется четыре валентных электрона на внешней орбите.

В природе германий встречается в распыленном состоянии во многих минералах. При переработке цинковых руд получают в виде побочного продукта двуокись германия (GeO_2), из которого можно получить монокристаллы германия.

Добавление к германию примесей трехвалентных веществ (индий, бор, алюминий и др.) сообщает кристаллу проводимость типа *p*, а добавления веществ пятивалентных — проводимость типа *n*.

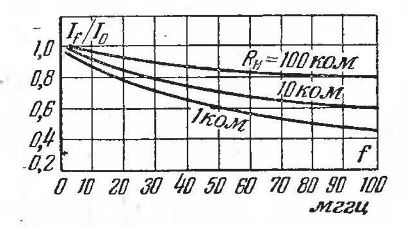
лены и изготовляются по единой технологии. Данные этих диодов приведены в табл. 9.

Таблица 9

Германиевые точечные диоды

Тип диода	Максимально допустимое обратное напряжение, *в*	Минимальный прямой ток при прямом напряжении, +1 *в*, *ма*	Максимальный обратный ток при обратных (рабочих) напряжениях, *ма*					Максимальный выпрямленный ток (продолжительный), *ма*
			—10 *в*	—30 *в*	—50 *в*	—75 *в*	—100 *в*	
ДГ-Ц1	50	2,5	—	—	1	—	—	16
ДГ-Ц2	50	4	—	—	0,5	—	—	16
ДГ-Ц4	75	2,5	—	—	—	0,8	—	16
ДГ-Ц5	75	1	—	—	—	0,25	—	16
ДГ-Ц6	100	2,5	—	—	—	—	0,8	16
ДГ-Ц7	100	1	—	—	—	—	0,25	16
ДГ-Ц8	30	10	—	0,5	—	—	—	24
ДГ-Ц12	30	5	0,5	—	—	—	—	16
ДГ-Ц13	30	1	0,25	—	—	—	—	16

Диоды типа ДГ-Ц, как и всякие другие полупроводниковые диоды, в особенности высоковольтные, весьма чувствительны к изменению температуры окружающей среды. Так, например, при температуре +70° C прямой ток увеличивается незначительно, а обратный ток может возрасти примерно в 3 раза по сравнению с его значением, замеренным при температуре +20° C, что приводит к снижению эффекта выпрямления.



Фиг. 11. Кривые зависимости среднего значения выпрямленного тока от частоты при различных нагрузочных сопротивлениях $R_н$. I_f/I_a — отношение выпрямленного тока при данной частоте к выпрямленному току при частоте 100 *кгц*.

Влияние собственной емкости диодов типа ДГ-Ц сказывается лишь на высоких частотах. Частотные характеристики диодов подобного типа при трех сопротивлениях нагрузки приведены на фиг. 11.

Во многих случаях применения германиевые диоды ДГ-Ц имеют значительные преимущества перед ламповыми. Они весьма долговечны, не нуждаются в накале, имеют малые габариты, малую междуэлектродную емкость; их вольтамперная характеристика проходит через начало координат.

Основными недостатками германиевых диодов является пока еще ограниченная величина допустимого обратного напряжения, наличие обратной проводимости и сильная зависимость параметров от температуры окружающей среды.

Плоскостные германиевые диоды. Германиевые диоды с точечным контактом могут применяться для выпрямления переменного тока ограниченной мощности (не более 1—2 *вт*). Это ограничение в значительной мере обусловлено малой поверхностью контакта между металлической иглой и кристаллом германия.

Использование явления односторонней проводимости на границе двух полупроводников с разными видами проводимости дало возможность изготовить германиевые диоды с плоскостным контактом, допускающим протекание выпрямленного тока до нескольких ампер при допустимых обратных напряжениях до нескольких сот вольт. При этом падение напряжения на самом диоде при среднем выпрямленном токе 300 *ма* не превышает 0,5 *в*.

Плоскостные германиевые диоды изготовляются из монокристаллов германия, в противоположные поверхности которых вводятся примеси. В результате в кристалле германия создаются две области с проводимостью типа *n* и проводимостью типа *p*. Одним из современных способов получения *n-p* перехода является вплавление в поверхностный слой германия небольшого количества индия [1].

Индиевый электрод наносится на поверхность пластинки германия и прогревается до температуры выше температуры плавления индия. При этом атомы индия диффундируют в твердый германий, образуя контактный переход типа *n-p*. Для получения закономерного распределения индия в кристалле германия разработаны соответствующие технологические приемы. Одним из таких приемов является нанесение на поверхность германиевой пластинки тонкого слоя металла, хорошо смачиваемого расплавленным индием, например золота. Это смачивание замедляет диффузию индия в германий и позволяет точно управлять процессом изготовления диодов. Таким образом, создается один из электродов с проводимостью типа *p*. Вторым электродом с проводимостью типа *n* служит основной кристалл германия, в кото-

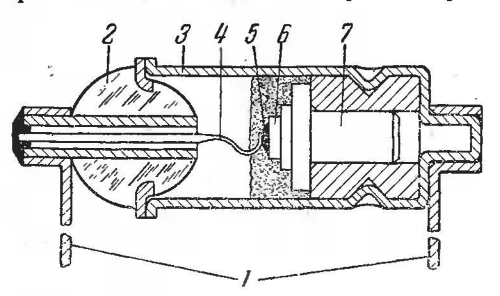
---

[1] Индий — металл серебристо-белого цвета с удельным весом 7,3 и температурой плавления 156° С. Палочки металлического индия подобно оловянным при сгибании хрустят.

Индий чрезвычайно распылен и богатые им минералы неизвестны. Незначительные примеси индия содержатся в цинковых рудах.

рый при его изготовлении добавляются незначительные количества примесей (мышьяка, сурьмы).

При работе диода в качестве выпрямителя на нем выделяется некоторая мощность, которая может привести к повышению температуры кристалла выше допустимой (около +75° C). Необходимый теплоотвод и охлаждение выпрямителя достигаются за счет увеличения металлических выводов электродов при помощи специальных радиаторных пластин.



Фиг. 12. Устройство плоскостного германиевого диода.

1 — контактные выводы; *2*—стекляниый изолятор; *3* — корпус; *4* — верхний токосниматель; *5* — индий; *6* — германий; *7* — нижний токосниматель.

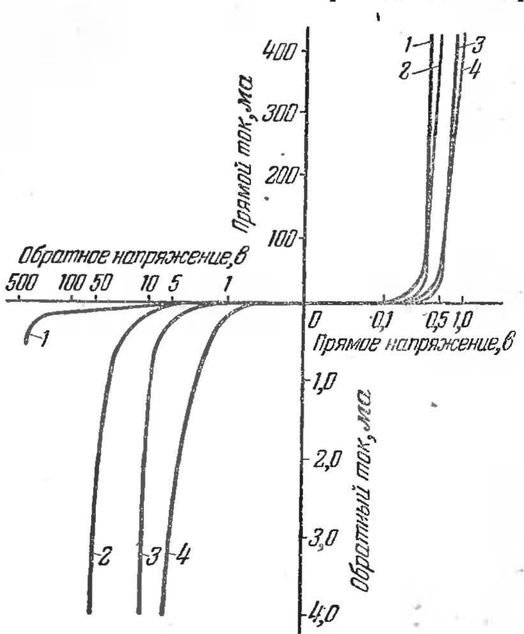
Отечественной промышленностью изготовляются плоскостные германиевые диоды типов ДГ-Ц21, ДГ-Ц22, ДГ-Ц23 и ДГ-Ц24. Схематическое устройство этих диодов показано на фиг. 12. Они конструктивно оформлены одинаково, их общая длина составляет 21, а диаметр — 7 *мм.*

Диоды всех четырех типов имеют одинаковые средние значения выпрямленного тока в 300 *ма.* Обратный ток их составляет 0,5 *ма* при подводимым к ним действующим значениям напряжения переменного тока, равным соответственно 35, 70, 105 и 140 *в* для типов ДГ-Ц21, ДГ-Ц22, ДГ-Ц23 и ДГ-Ц24.

Из сравнительных вольтамперных характеристик плоскостного германиевого, селенового и купроксного диодов (фиг. 13) ясно видны преимущества германиевого диода перед другими полупроводниковыми диодами по основным показателям: значению прямого и обратного тока, допустимым значениям обратного напряжения и сопротивлению прямому току.

При использовании указанных типов диодов следует обращать особое внимание на температурный режим, в зависимости от которого меняются допустимые значения вы-

прямленного тока и обратного напряжения. На фиг. 14 приведены характеристики предельных режимов работы диодов ДГ-Ц21 и ДГ-Ц22. Из этих характеристик видно, что понижение температуры окружающей среды с 70° С до 20° С дает возможность повысить ток через диод. С другой сто-



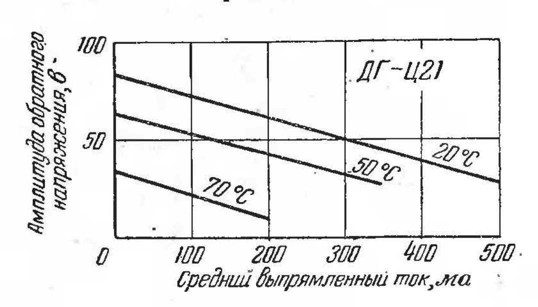
Фиг. 13. Вольтамперные характеристики полупроводниковых выпрямителей с одинаковыми номинальными выпрямленными токами.

1 — германиевый диод; 2 — селеновый элемент с шайбой диаметром 45 *мм* и обратным напряжением 55 *в*; 3 — серийный селеновый элемент с шайбой диаметром 45 *мм* и обратным напряжением 18 *в*; 4 — серийный купроксный элемент диаметром 40 *мм* с обратным напряжением 6—8 *в*.

роны, из этих же характеристик следует, что недогрузка диода по току дает возможность повысить обратное напряжение. Так, например, для ДГ-Ц22 при температуре +50° С и среднем выпрямленном токе 300 *ма* допустимое обратное напряжение равно 100 *в*, а при той же температуре и токе 100 *ма* допустимо обратное напряжение в 150 *в*. Объясняется это тем, что при повышении тока через кристалл происходят его саморазогрев и электрическая прочность диода снижается.

Плоскостные германиевые диоды весьма перспективны. В ближайшее время промышленностью будут освоены и изготовлены новые типы ДГ-Ц с такими параметрами, которые дадут возможность их использования в качестве выпрямительных элементов взамен ламповых кенотронов и селеновых столбиков.

Кремниевые диоды. Кремниевые диоды с точечным контактом изготовлялись и применялись значительно раньше,

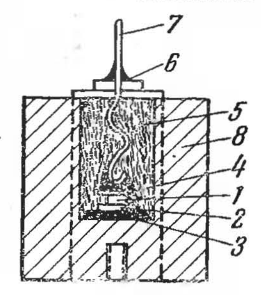




Фиг. 14. Предельные рабочие режимы диодов ДГ-Ц21 и ДГ-Ц22.

чем германиевые. Однако вследствие технологических трудностей, связанных с изготовлением монокристаллов кремния, и несовершенства технологии их производства эти диоды могли работать лишь при малых обратных напряжениях, что привело к их замене германиевыми диодами. Принцип работы, устройство и вид вольтамперной характеристики кремниевого диода почти не отличаются от германиевого. В настоящее время в результате усовершенствования технологии изготовления кремниевых диодов намечается тенденция возврата к использованию кремниевых кристаллов, особенно для плоскостных диодов на большие токи. Однако до сих пор промышленного изготовления таких диодов еще не имеется.

Описанный в литературе опытный плоскостной кремниевый диод схематически показан на фиг. 15. Площадь контакта достигает 0,05 *см²*. Основным кристаллом является кремний с проводимостью типа *n-p*. Для получения контактного перехода типа *n-p* кристалл кремния сплавлен с алюминиевой пластинкой. Особенностью этого диода является устройство для отвода тепла от кристалла, для чего использован массивный медный радиатор. Один из электродов, соприкасающийся с алюминиевой пластинкой, выведен на радиатор, а другой, контактирующий с кремнием, — через стеклянный впай в верхней части радиатора. Полость, образуемая внутри радиатора, заполнена хорошо проводящими теплоту материалами.



Фиг. 15. Устройство плоскостного кремниевого диода.

1 — алюминиевая пластинка; *2* — кристалл кремния; *3* — сварной контакт; *4* — анодный контакт; *5* — керамический наполнитель; *6* — стеклянный впай; *7* — вывод анода; *8* — медный радиатор.

Обратный ток такого диода приблизительно в 4 раза меньше, чем у обычного германиевого диода. Прямой ток при напряжении +1 *в* составляет приблизительно 10 *а*, что соответствует плотности тока в 200 *а/см²*. Малое падение напряжения на диоде и хороший отвод тепла от кристалла позволяют сохранять его параметры при сравнительно широких пределах изменения температуры окружающей среды.

6. ТЕРМОСОПРОТИВЛЕНИЯ

Термосопротивлениями или термисторами называют такие сопротивления, в которых используется свойство изменять свою величину в зависимости от температуры. В общем случае величина сопротивления изменяется в соответствии с выражением

$$R = Ae^{\alpha T},$$

где T — абсолютная температура сопротивления;

A и α — коэффициенты, зависящие от материала и размера термосопротивления.

Как правило, термисторы изготовляются из полупроводниковых материалов с отрицательным температурным коэффициентом. Наряду с такими полупроводниковыми термисторами могут быть также применены и другие сопротивле-

ния из материалов с положительным температурным коэффициентом. В соответствии с используемым способом подогрева различают термисторы прямого и косвенного подогрева. У первых нагрев происходит за счет тепла, выделяемого протекаемым через них током, а у вторых за счет тепла вспомогательного подогревателя. В обоих случаях термистор является нелинейным сопротивлением.

В настоящее время известно большое количество различных полупроводниковых материалов, пригодных для изготовления термисторов, обладающих электронной, дырочной или смешанной проводимостями. К таким материалам относится большинство окислов металлов (карбиды, сульфиды, селениды, теллуриды, смеси окислов марганца и никеля, двуокись урана, сульфид серебра и др.). Широкое распространение получили термисторы из смеси окислов урана, магния и титаната, известные в радиотехнике под названием урдокс-сопротивлений.

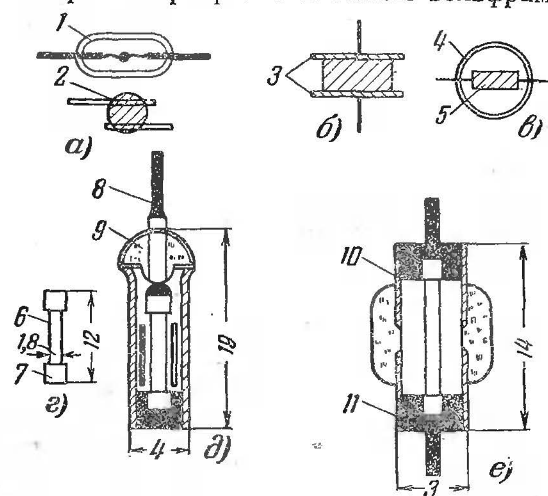
Не все термисторы могут быть использованы в цепях постоянного тока. Так, например, термисторы из двуокиси урана и сульфида серебра обладают ионной проводимостью и могут быть применены только в цепях переменного тока. Пропускание через них постоянного тока ведет к электролитическим явлениям, вызывающим их разрушение. Термисторы из окислов марганца и кобальта обладают электронной проводимостью (типа n) и могут быть использованы в цепях как переменного, так и постоянного тока.

Термосопротивления не выдерживают перегрева сверх указанных для них температур и весьма сильно подвержены воздействию кислорода. Для защиты термосопротивлений от воздействия кислорода воздуха их часто заключают в баллоны с инертным газом или герметизируют в специальных чехлах. Некоторые типы термисторов заключают в вакуумные баллоны.

Конструктивно термисторы оформляются по-разному в зависимости от их применения. Термисторы отечественного изготовления типа ММТ оформляются так же, как и высокоомные сопротивления с соответствующей системой герметизации. Термисторы типа урдокс-сопротивлений оформляются в виде лампы с цоколем, внутри стеклянного баллона которой укрепляется стержень из полупроводникового материала. Часто урдокс-сопротивления оформляются в одном баллоне с нитью барретера. Измерительные термисторы Т8Д, Т8С и Т9, известные под названием бусинковых, так же как и термисторы типа ТП, оформляются в виде

стеклянных баллонов, внутри которых и расположено само термосопротивление. Схематическое устройство некоторых типов термисторов показано на фиг. 16.

Измерительные термисторы Т8Д, Т8С и Т9 устроены следующим образом. К маленькому шарику из полупроводникового материала прикреплены тонкие вольфрамовые вы-



Фиг. 16. Схематическое устройство термосопротивлений.

а — бусинкового типа; *1* — стеклянный баллон; *2* — бусинка; *б* — дискового типа; *3* — электроды; *в* — вакуумный; *4* — баллон; *5* — стержень; *г* — типа ММТ-1; *6* — стержень; *7* — контактный колпачок; *д* — типа ММТ-4; *8* — слой олова; *9* — стеклянный изолятор; *е* — типа ММТ-5; *10* — защитный металлический чехол; *11* — слой олова.

воды. Шарик с выводами помещается в стеклянный баллон диаметром приблизительно 3 *мм* и длиной 7—9 *мм*. Такие термисторы обладают сравнительно малой инерционностью и поэтому их применяют для измерения тока высокой частоты. При протекании тока через термистор его сопротивление изменяется, а измерив изменение сопротивления, вызванное нагревом протекающего тока, можно определить величину последнего, пользуясь для этого ранее сделанной градуировкой термистора.

Еще меньшей тепловой инерцией обладают термисторы типа «игла». В этих микротермосопротивлениях полупроводниковый шарик диаметром от 5 до 50 *мкн* вместе с платиновыми электродами впрессован в стекло. Толщина стекла поверх полупроводника составляет примерно 50 *мкн*. На

расстоянии примерно 2,5 *мм* от центра шарика платиновые проволочки свариваются с никелевыми выводами толщиной в 60—80 *мкн*. В таком виде термистор с никелевыми проводничками помещается в тонкий стеклянный корпус длиной от 3 до 100 *мм* (в зависимости от типа термистора). Такие микротермисторы обладают инерционностью порядка 0,02 сек. и могут быть использованы в интервале температур от —70° С до +250° С. Описанный термистор, по литературным данным, использовался для измерения температуры листьев растений, находящихся в различных условиях, для измерения разности температур кровеносных сосудов в разных частях человеческого тела и для других тонких измерений.

Термосопротивления типа ММТ-1 предназначены для работы в закрытых сухих помещениях, а термосопротивления типов ММТ-4 и ММТ-5 могут применяться в помещениях с повышенной влажностью и даже в жидкостях. Их можно использовать в интервале температур от —100° С до +120° С, причем отрицательный температурный коэффициент сопротивления составляет не менее 3% на 1° С.

Электрические свойства термосопротивлений видны из их характеристик. На фиг. 17,*а* показана зависимость удельного сопротивления от температуры термистора.

На фиг. 17,*б* изображена типовая характеристика термистора, определяющая зависимость сопротивления термистора от рассеиваемой в нем мощности при протекании через него тока, из которой видно, что степень изменения сопротивления термистора от рассеиваемой мощности неодинакова в разных участках характеристики. Отношение

$$\eta_T = \frac{\Delta R_T}{P} \ ом/мвт$$

называют чувствительностью термистора.

На фиг. 17,*в* приведена вольтамперная характеристика измерительного термистора. На ней отмечены температуры, соответствующие различным значениям тока через термистор. При малых токах через термистор его вольтамперная характеристика почти линейна. В этом режиме термистор может быть использован только как управляемое инерционное линейное сопротивление.

На фиг. 17,*г* приведена вольтамперная характеристика термосопротивления типа ММТ.

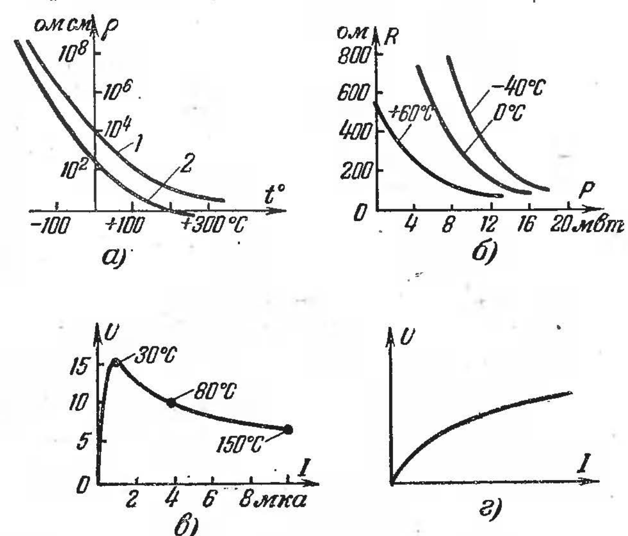
Данные о промышленных термисторах типа ТП приведены в табл. 10.

Таблица 10

Вакуумные термисторы прямого нагрева

Тип сопротивления	Номинальное напряжение, в	Изменение напряжения на сопротивлении при изменении тока			Средний рабочий ток, ма	Размеры, мм		Срок службы, час.
		в	от, ма	до, ма		Высота	Диаметр	
ТП-2/0,5	2	0,4	0,2	2	0,5	68	33	3 000
ТП-2/2	2	0,4	0,4	6	2	68	33	3 000
ТП-6/2	6	1,2	0,4	2	2	68	33	3 000

Описанные термосопротивления могут быть использованы для ограничения пускового тока в цепи, в стабилизато-



Фиг. 17. Характеристики термистора.
а — зависимость удельного сопротивления от температуры; *1* — окислы марганца и никеля; *2* — окислы марганца, никеля и кобальта; *б* — зависимость сопротивления от рассеиваемой мощности; *в* — вольтамперная характеристика измерительного термистора; *г* — вольтамперная характеристика термистора типа ММТ.

рах напряжения, как измерители температур, для измерения скорости потоков жидких и газовых сред и для многих других целей.

7. КАРБОРУНДОВЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Карборундовые сопротивления представляют собой активные нелинейные сопротивления вида R_U, изготовленные из кварцевых пород и кокса. Они являются полупроводниковыми нелинейными сопротивлениями и могут иметь проводимость типов n или p. Эти сопротивления находят широкое применение в схемах стабилизации напряжения, в качестве избирательных выпрямителей, для целей защиты сетей высокого напряжения от перенапряжений и т. д.

Различают несколько видов карборундовых сопротивлений. Основными из них являются карборундо-графитовые, тиритовые и вилитовые.

Карборундо-графитовые сопротивления характеризуются значительным содержанием углерода (графита), а тиритовые содержат много кремния. В обоих случаях карборунд изготовляется в виде мелких зерен в электрических печах при температуре приблизительно 2 000° С из кварцевого песка или кварцевых пород и кокса. Для придания карборундовым сопротивлениям заданной формы зерна карборунда смешивают со связующим материалом, обычно с глиной, содержащей минимальное количество примесей. Иногда в смесь прибавляют полевой шпат. Из тщательно размешанной массы прессуются трубки или диски заданных размеров. Полученные детали подвергаются обжигу при температуре до 1 000° С. Контакты на концах полученных стержней или торцевых поверхностей колец создаются нанесением на тело сопротивления слоя расплавленного металла методом напыления (шоапирования).

Преобладающий вид проводимости (n или p) зависит от содержания различных элементов в карборунде.

Типовая вольтамперная характеристика карборундовых сопротивлений почти не отличается от характеристики термистора, показанной на фиг. 17,*г*. При небольших напряжениях сопротивление имеет линейный характер. При больших напряжениях, подводимых к карборундовому сопротивлению, вольтамперная характеристика нелинейна и может быть аналитически выражена в виде:

$$I = AU^{\alpha},$$

где A и α — постоянные коэффициенты, зависящие от материала и размеров карборундовых зерен, а также от содержания примесей в глине и теплового режима обработки (обжига) сопротивлений.

Нелинейность вольтамперной характеристики карборундового сопротивления, состоящего из зерен карборунда SiC (тирита) и керамической связки, обусловлена тем, что поверхность кристаллов карборунда покрыта тонкой запорной пленкой SiO_2, сопротивление которой зависит от приложенного напряжения. При повышении напряжения электрическая проводимость запорной пленки увеличивается вследствие повышения концентрации и подвижности электронов в пленке.

Изменения проводимости карборундовых сопротивлений мгновенны и не зависят от полярности или частоты, приложенного напряжения. Температурный коэффициент карборундовых сопротивлений отрицателен и составляет не менее 1% на 1° С.

Кроме отмеченных выше возможностей применения карборундовых сопротивлений, следует также отметить весьма большую перспективность их использования в такого рода устройствах, как термоэлектрические холодильники, которые в настоящее время уже разрабатываются.

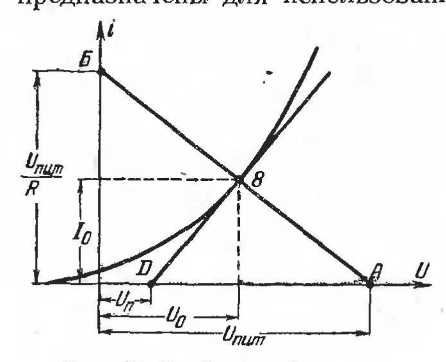
ГЛАВА ВТОРАЯ

ПРОСТЕЙШИЕ МЕТОДЫ РАСЧЕТА СХЕМ С НЕЛИНЕЙНЫМИ СОПРОТИВЛЕНИЯМИ

Расчет электрических схем, содержащих нелинейные сопротивления, значительно сложнее расчета схем с линейными сопротивлениями. Это обусловлено тем, что величина нелинейного сопротивления меняется с изменением проходящего через него тока I или приложенного к нему напряжения U по закону, определяемому его вольтамперной характеристикой. Без знания этого закона схему с нелинейным сопротивлением рассчитать невозможно.

Методы расчета электрических схем, основанные на использовании вольтамперной характеристики, заданной в виде графика, принято называть графическими. Если вольтамперная характеристика с достаточной для практики точностью может быть выражена аналитически в виде функциональной зависимости между током и напряжением, то могут быть применены аналитические методы расчета. Эти методы являются приближенными, так как аналитическое выражение вольтамперной характеристики, как правило, точно не отображает зависимость тока от напряжения, а только упрощенно аппроксимирует ее.

Следует заметить, что большинство нелинейных сопротивлений имеет значительный разброс параметров от образца к образцу, так, что иногда приходится снимать вольтамперные характеристики именно тех образцов, которые предназначены для использования в данной схеме. В этих случаях, и когда для вольтамперной характеристики трудно подобрать аналитическое выражение, используют графические методы.



Фиг. 18. Графический расчет нелинейной цепи.

Часто используются также графоаналитические методы, которые обеспечивают достаточную точность расчета и в то же время не очень сложны.

Рассмотрим графический метод расчета простейшей электрической цепи, питающейся от источника напряжения постоянного тока и представляющей собой последовательное соединение линейного и нелинейного сопротивлений. Для этой схемы можно написать следующие уравнения:

$$U_{пит} = iR + U;$$
$$i = f(U),$$

где $U_{пит}$ — напряжение источника питания;

iR — падение напряжения на линейном сопротивлении R;

U — падение напряжения на нелинейном сопротивлении.

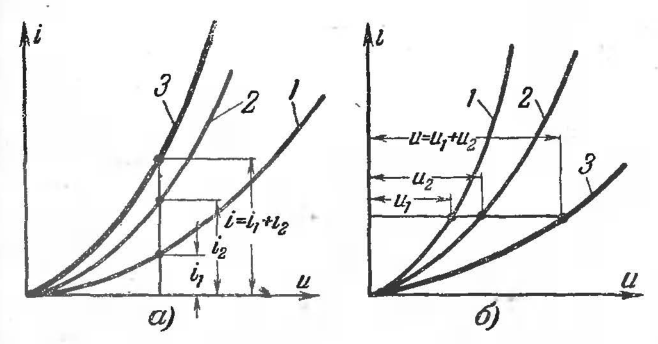
Второе уравнение выражает вольтамперную характеристику нелинейного сопротивления. Совместное решение обоих уравнений определит ток i, а следовательно, и величины падений напряжения на каждом из сопротивлений.

Перепишем первое уравнение следующим образом:

$$i = \frac{U_{пит} - U}{R} = -\frac{1}{R}U + \frac{U_{пит}}{R}.$$

Полученное выражение на фиг. 18 представляется прямой линией $АБ$, которую часто называют нагрузоч-

ной прямой. Если менять величину R при постоянном значении $U_{пит}$, то нагрузочная прямая будет вращаться вокруг точки A: она будет вертикальна при $R=0$ и горизонтальна при $R=\infty$. При изменении величины $U_{пит}$ и постоянном значении R наклон нагрузочной прямой остается без изменения и прямая перемещается параллельно самой себе.



Фиг. 19. Результирующие вольтамперные характеристики (3) при параллельном (а) и последовательном (б) соединении двух нелинейных сопротивлений (1 и 2).

Точка пересечения B нагрузочной прямой с вольтамперной характеристикой называется **рабочей точкой**. Ее координаты определяют величину тока в цепи $i=I_0$ и падение напряжения на линейном сопротивлении $u=U_0$. Падение напряжения на линейном сопротивлении также определено, оно равно $U_{пит}-U_0$.

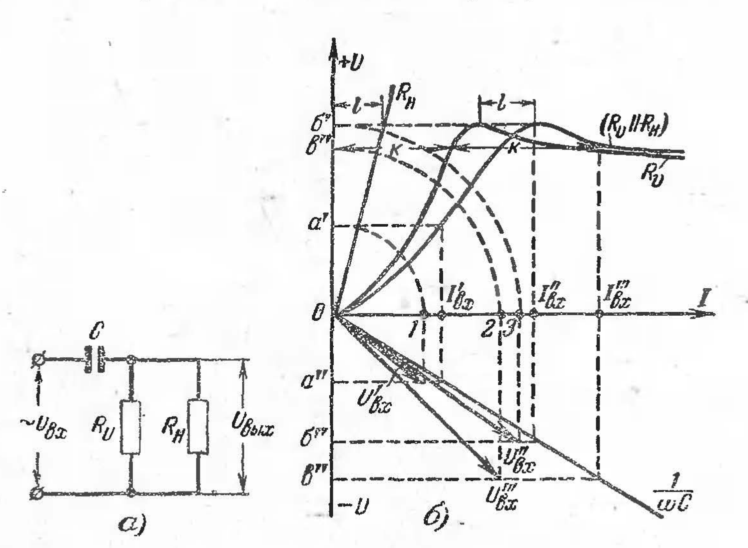
Если в электрической цепи имеется несколько нелинейных сопротивлений с различными вольтамперными характеристиками, то их можно привести к одному сопротивлению с соответствующей эквивалентной вольтамперной характеристикой. Это выполняется следующим образом.

Если два нелинейных сопротивления включены параллельно, то суммарный ток равен сумме токов, протекающих через каждое из сопротивлений, а падение напряжения на обоих сопротивлениях одно и то же. Эквивалентная вольтамперная характеристика получается путем сложения ординат вольтамперных характеристик каждого сопротивления при одном и том же соответствующем напряжении, как это показано на фиг. 19,а.

При последовательном соединении нелинейных сопротивлений через них протекает один и тот же ток, а падения

напряжения складываются (фиг. 19,*б*). Этот метод можно применить при любом числе последовательно или параллельно соединенных нелинейных и линейных сопротивлений. Результирующую вольтамперную характеристику используют в дальнейшем для графического расчета всей цепи, как это показано на фиг. 18.

Рассмотренный графический метод расчета применим и для цепи переменного тока в том случае, если нелинейное



Фиг. 20. Цепь с инерционным нелинейным сопротивлением (*а*) и ее графический расчет (*б*).

сопротивление является инерционным. При этом расчет ведется для действующих значений тока и напряжения.

В качестве примера рассмотрим предложенный Г. К. Нечаевым графический метод расчета электрической цепи переменного тока, содержащей реактивное сопротивление и инерционное активное нелинейное сопротивление вида R_U (термистор). Схема цепи и необходимые графические построения приведены на фиг. 20.

В первом квадранте осей координат U и I построены вольтамперные характеристики активных сопротивлений R_U и $R_н$, а также их эквивалентная вольтамперная характеристика $R_U \| R_н$. В четвертом квадранте построена вольтамперная характеристика конденсатора C, представляющая собой прямую линию.

Задаваясь значениями тока $\dot{I}_{вх}$ через конденсатор C и параллельно соединенные сопротивления R_U и $R_н$, находим соответствующие значения падений напряжений на термисторе R_U. Токам через конденсатор $I'_{вх}$, $I''_{вх}$, $I'''_{вх}$ будут соответствовать падения напряжения на термисторе $U'_{вх}$, $U''_{вх}$, $U'''_{вх}$ и т. д.

Для того чтобы найти векторы напряжения $U'_{вх}$, $U''_{вх}$ и $U'''_{вх}$, соответствующие значениям входного тока $I'_{вх}$, $I''_{вх}$, $I'''_{вх}$, необходимо геометрически сложить отрезки $оа'—оа''$, $об'—об''$, $ов'—ов''$ и т. д. Так как напряжение на термисторе совпадает с током $I_{вх}$ по фазе, то для геометрического сложения этих отрезков необходимо длины отрезков $оа'$, $об'$ и $ов'$ отложить на оси тока (точки *1*, *2* и *3*) и затем произвести их геометрическое сложение с отрезками $оа''$, $об''$ и $ов''$. В результате этого сложения получим значения напряжений на термисторе $U'_{вх}$, $U''_{вх}$ и $U'''_{вх}$. Напряжение U находится путем измерения ординат вольтамперной характеристики эквивалентного сопротивления, соединенного параллельно сопротивлению $R_н$ (кривой $R_U \| R_н$).

Графическое построение, приведенное на фиг. 20, представляет собой также и векторную диаграмму, по которой можно определить углы сдвига фаз между напряжением $U_{вх}$ и током $I_{вх}$, а также между напряжениями $U_{вх}$ и $U_{вых}$. Выходное напряжение здесь представляет собой ту или иную ординату вольтамперной характеристики ($R_U \| R_н$). Из построенных на фиг. 20 графиков могут быть найдены следующие зависимости:

1) $|U_{вых}| = f(|U_{вх}|)$ — зависимость выходного напряжения от входного;

2) $\varphi = f(U_{вх}, U_{вых})$ — зависимость фазового сдвига от входного и выходного напряжений;

3) $K = f(|U_{вх}|)$ — зависимость коэффициента стабилизации по напряжению от входного напряжения.

В том случае, когда к четырехполюснику, содержащему активные линейные и нелинейные сопротивления, одновременно подводится напряжение постоянного тока и меньшее по величине напряжение переменного тока, ее расчет можно вести, пользуясь теоремой о нелинейном

четырехполюснике. По этой теореме коэффициент передачи напряжения переменного тока от входных зажимов четырехполюсника к его выходным зажимам выражается той же зависимостью, что и коэффициент передачи напряжения постоянного тока. При вычислении $K_{ст}$ считают, что нелинейное сопротивление обладает статическим сопротивлением $R_{ст}$, в то время как при вычислении коэффициента передачи напряжения переменного тока $K_{дин}$ полагают, что нелинейное сопротивление равно динамическому сопротивлению $R_{дин}$. Для электрической цепи, содержащей последовательно соединенные линейное сопротивление R и нелинейное сопротивление вида R_I, при выделении выходного напряжения на линейном сопротивлении R, получим статический и динамический коэффициенты передачи напряжения:

$$K_{ст} = \frac{R}{R_{I\,ст} + R};\ K_{дин} = \frac{R}{R_{I\,дин} + R}.$$

Теорема о нелинейном четырехполюснике позволяет, как это будет показано ниже, сравнительно просто анализировать работу стабилизаторов напряжения постоянного тока и генераторов электрических колебаний.

В установившемся режиме работы схем с нелинейными сопротивлениями их иногда заменяют эквивалентными схемами с линейными сопротивлениями, которые рассчитываются значительно проще. При этом вольтамперные характеристики нелинейных сопротивлений видов R_I и R_U заменяются прямыми линиями, проходящими соответственно через точки $K - A$ (фиг. 1,*а*) и $C - A$ (фиг. 1,*б*). Указанные прямые выражаются уравнениями:

$$U = IR_{дин} - E_1 \text{ и } U = IR_{дин} + E_2,$$

где E_1 и E_2 — постоянные величины, определяемые отрезком OM для сопротивления вида R_I и отрезком OC для сопротивления вида R_U.

Таким образом, эквивалентные схемы должны содержать источники напряжения постоянного тока (E_1 или E_2), последовательно соединенные с сопротивлениями, равными по величине сопротивлениям $R_{дин}$. В схеме, эквивалентной сопротивлению вида R_I, полярность источника должна быть такой, чтобы ток от этого источника шел

в направлении, противоположном основному току в цепи. В схеме, эквивалентной сопротивлению вида R_U, ток от источника E должен иметь то же направление, что и основной ток в схеме.

Подобная замена справедлива при том условии, что напряжение переменного тока, приложенное к нелинейному сопротивлению, меньше приложенного к нему напряжения постоянного тока.

Как указывалось выше, основное отличие аналитического метода расчета от графического состоит в том, что вольтамперная характеристика нелинейного сопротивления в этом случае аппроксимируется какой-то математической функцией, приближенно отображающей зависимость $i = f(U)$.

Существует большое число способов аппроксимации вольтамперной характеристики нелинейного сопротивления. Одним из самых распространенных способов является представление вольтамперной характеристики в виде полинома (многочлена) n-й степени

$$i = a_0 + a_1U + a_2U^2 + a_3U^3 + a_4U^4 + \ldots + a_n U^n,$$

где a_1, a_2, a_3, a_4 и a_n — коэффициенты, зависящие от характера нелинейности вольтамперной характеристики;

a_0 — коэффициент, характеризующий начальный ток;

U — напряжение, воздействующее на схему с нелинейным сопротивлением.

В большинстве практических случаев при расчете можно ограничится меньшим числом членов полинома. Чаще всего используют полином второй степени в виде:

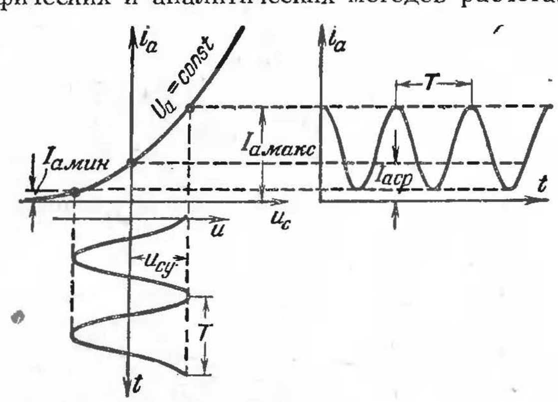
$$i = I_0 + aU + a_2U^2.$$

Подставляя в последнюю формулу выражение для напряжения U, воздействующего на вход схемы с нелинейным сопротивлением, находят ток i.

Если в схеме, питающейся от переменного тока, используется безинерционное нелинейное сопротивление, то в ней имеют место нелинейные искажения. При подключении синусоидального напряжения к входу такой схемы на ее выходе появляется несинусоидальное напряжение, которое может быть представлено в виде ряда синусоидальных на-

пряжений различных частот (кратных основной частоте), называемого иногда спектром.

Определение составляющих спектра и их амплитуд является одной из важнейших частей расчета, выполняемой чаще всего аналитически. В радиотехнике для определения составляющих спектра наибольшее распространение получили методы трех и пяти ординат, одинаково пригодные для графических и аналитических методов расчета.



Фиг. 21. Пример графического расчета составляющих тока сложной формы.

Если задана форма кривых напряжения и вольтамперная характеристика (фиг. 21), то можно построить по точкам кривую тока, а затем вычислить значения постоянной составляющей I_0, основного колебания I_1 и колебания с двойной частотой (второй гармоники) I_2 по следующим формулам:

$$I_0 = \frac{i_{макс} + i_{мин}}{4} + \frac{i_{ср}}{2};$$

$$I_1 = \frac{i_{макс} - i_{мин}}{2};$$

$$I_2 = \frac{i_{макс} + i_{мин}}{4} - \frac{i_{ср}}{2}.$$

Ординаты $i_{макс}$, $i_{мин}$ и $i_{ср}$ определяются из графического построения.

В ряде случаев, чтобы получить приближенное решение задачи, небольшой участок вольтамперной характеристики, где предполагается положение рабочей точки (точка B на фиг. 18) заменяется прямой линией BD. В

этом случае вольтамперная характеристика нелинейного сопротивления определяется отношением

$$i = \frac{U - U_n}{R_{дин}},$$

где $R_{дин}$ — динамическое сопротивление;

U_n — расстояние от начала координат до точки пересечения оси абсцисс со спрямленной характеристикой (фиг. 18).

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

8. ПРОСТЕЙШИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Стабилизатором напряжения обычно называют такое устройство, относительное изменение выходного напряжения которого меньше относительного изменения входного напряжения.

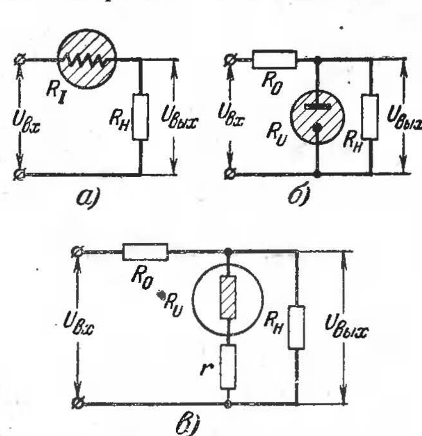
Исходя из этого определения, коэффициент стабилизации по напряжению, характеризующий эффективность работы стабилизатора:

$$K_U = \frac{\dfrac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}}}{\dfrac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}}}.$$

Стабилизаторы напряжения применяются в тех случаях, когда необходимо ограничить влияние колебаний питающего напряжения на работу потребляющего энергию устройства. Стабилизаторы напряжения включаются между источником напряжения и нагрузкой в цепь постоянного или переменного тока. При питании радиоаппаратуры в ряде случаев оказывается целесообразным стабилизировать напряжение переменного тока, которым питается первичная обмотка силового трансформатора. При этом будут стабилизированы как напряжение накала, так и выпрямленное напряжение анодного питания. В ряде же случаев оказывается достаточным стабилизировать только напряжение анодного питания, тогда стабилизатор напряжения целесообразнее включать

после выпрямителя. Как будет показано ниже, стабилизатор в этом случае может использоваться также и для дополнительной фильтрации выпрямленного напряжения.

В тех случаях, когда сопротивление нагрузки неизменно, стабилизация тока приводит также и к стабилизации напряжения. Исходя из этого с целью упрощения излагаемого материала нами в дальнейшем не рассматриваются стабилизаторы тока.



Фиг. 22. Схемы простейших параметрических стабилизаторов напряжения на активных нелинейных сопротивлениях.

Параметрическими стабилизаторами напряжения называются такие стабилизаторы, принцип действия которых основан на изменении параметров входящих в них нелинейных сопротивлений при изменении проходящего через них тока или приложенного к ним напряжения.

Параметрические стабилизаторы напряжения на активных нелинейных сопротивлениях. Простейшие и наиболее широко распространенные схемы параметрических стабилизаторов напряжения на активных нелинейных сопротивлениях приведены на фиг. 22. Фиг. 21,*а* содержит нелинейное сопротивление вида R_I, например барретер, а фиг. 22,*б* и *в* — сопротивления вида R_U.

Из определения видов нелинейных сопротивлений следует, что для осуществления стабилизации нелинейное сопротивление вида R_I должно включаться последовательно с нагрузкой, так как оно поддерживает неизменным ток, а сопротивление вида R_U — параллельно нагрузке, так как оно поддерживает неизменным падение напряжения на своих зажимах.

Очевидно, что если сопротивление R_0 в схемах фиг. 22,*б* и *в* будет равно нулю, то стабилизация осуществляться не будет, так как напряжение на нагрузке независимо от наличия нелинейного сопротивления всегда будет равно входному напряжению.

Таким образом, схемы стабилизаторов, использующие нелинейные сопротивления вида R_U, обязательно должны содержать сопротивление R_0, называемое иногда балластным.

Коэффициент стабилизации параметрических стабилизаторов напряжения постоянного тока может быть легко определен, если в выражении для K_U произвести следующую замену:

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = K_{ст} \text{ и } \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}} = K_{дин},$$

где $K_{ст}$ и $K_{дин}$ — статический и динамический коэффициенты передачи напряжения, тогда

$$K_U = \frac{K_{ст}}{K_{дин}}.$$

Таким образом, определение коэффициента стабилизации по напряжению сводится к нахождению для той или иной схемы статического и динамического коэффициентов передачи напряжения.

Для схемы фиг. 22,*а*

$$K_{ст} = \frac{R_н}{R_{I\,ст} + R_н} \text{ и } K_{дин} = \frac{R_н}{R_{I\,дин} + R_н}.$$

Подставив последние выражения в уравнение для K_U, получим:

$$K_U = \frac{R_{I\,дин} + R_н}{R_{I\,ст} + R_н}.$$

Так как для сопротивления R_I $R_{I\,дин} > R_{I\,ст}$, то эффективность стабилизации возрастает с уменьшением сопротивления нагрузки $R_н$ и коэффициент стабилизации в этой схеме всегда меньше качества нелинейного сопротивления $\left(Q_I = \frac{R_{I\,дин}}{R_{I\,ст}}\right)$ и равен ему в предельном случае при $R_н = 0$. Таким образом, схема фиг. 22,*а* может эффективно действовать только в том случае, если она выполнена на нелинейных сопротивлениях высокого качества, поэтому такую схему не имеет смысла выполнять на лампах накаливания и в ней обычно используют бареттеры.

При расчете схемы с барретером обычно задаются напряжение и ток нагрузки. Исходя из тока нагрузки, выбирают тип барретера. Зная тип барретера, можно определить необходимое для работы схемы среднее входное напряжение:

$$U_{вх} = \frac{U_{макс} + U_{мин}}{2} + U_{вых},$$

где $U_{макс}$ и $U_{мин}$ — максимальное и минимальное напряжения барретирования.

Стабилизация будет осуществляться при изменениях входного напряжения в пределах

$$U_{вх\ мин} = U_{мин} + U_{вых} \text{ и } U_{вх\ макс} = U_{макс} + U_{вых}.$$

Коэффициент стабилизации по напряжению K_U неодинаков при различных входных напряжениях. Объясняется это тем, что статическое сопротивление барретера непостоянно и зависит от входного напряжения. Определим его значения при $U_{вх\ мин}$ и $U_{вх\ макс}$ для схемы стабилизатора на барретере типа 1Б5-9 при $U_{вых} = 6{,}3$ *в*, считая для простоты, что вольтамперная характеристика в пределах барретирования параллельна оси напряжения и ток через барретер остается неизменным и равным 1 *а*.

Предельные значения входного напряжения, при которых еще осуществляется стабилизация, $U_{вх\ мин} = 5 + 6{,}3 = 11{,}3$ *в* и $U_{вх\ макс} = 9 + 6{,}3 = 15{,}3$ *в*.

Величину статического сопротивления при различных напряжениях $U_{вх}$ находим, исходя из того, что

$$K_{ст\ мин} = \frac{U_{вых}}{U_{вх\ мин}} = \frac{R_н}{R_{ст\ мин} + R_н}$$

и

$$K_{ст\ макс} = \frac{U_{вых}}{U_{вх\ макс}} = \frac{R_н}{R_{ст\ макс} + R_н}.$$

Сопротивление нагрузки

$$R_н = \frac{6{,}3}{1} = 6{,}3 \text{ ом},$$

поэтому

$$\frac{6{,}3}{R_{ст\ макс} + 6{,}3} = \frac{6{,}3}{11{,}3} \text{ и } \frac{6{,}3}{R_{ст\ мин} + 6{,}3} = \frac{6{,}3}{15{,}3},$$

откуда

$$R_{ст\ мин} = 5\ ом \text{ и } R_{ст\ макс} = 9\ ом.$$

Подставляя значения $R_{ст\ мин}$, $R_{ст\ макс}$ и $R_{дин}$ в формулу для K_U, находим

$$K_{U\ макс} = \frac{100 + 6,8}{5 + 6,3} = 9,5$$

и

$$K_{U\ мин} = \frac{100 + 6,3}{9 + 6,3} = 7.$$

Для схемы фиг. 22,*б*

$$K_{ст} = \frac{\dfrac{R_{U\ ст}R_н}{R_{U\ ст} + R_н}}{\dfrac{R_{U\ ст}R_н}{R_{U\ ст} + R_н} + R_0} \text{ и } K_{дин} = \frac{\dfrac{R_{U\ дин}R_н}{R_{U\ дин} + R_н}}{\dfrac{R_{U\ дин}R_н}{R_{U\ дин} + R_н} + R_0}.$$

Подставляя значения $K_{ст}$ и $K_{дин}$ в формулу для K_U, получим:

$$K_U = \frac{R_{U\ ст}}{R_{U\ дин}} \frac{R_{U\ дин} + R_н}{R_{U\ ст} + R_н} \frac{R + \dfrac{R_{U\ дин}R_н}{R_{U\ дин} + R_н}}{R + \dfrac{R_{U\ ст}R_н}{R_{U\ ст} + R_н}} \frac{R_н}{R_0}.$$

Если схема фиг. 22,*б* нагружена на цепь управляющей сетки электронной лампы, то можно считать, что сопротивление $R_н = \infty$ и формула для K_U приобретает следующий более простой вид:

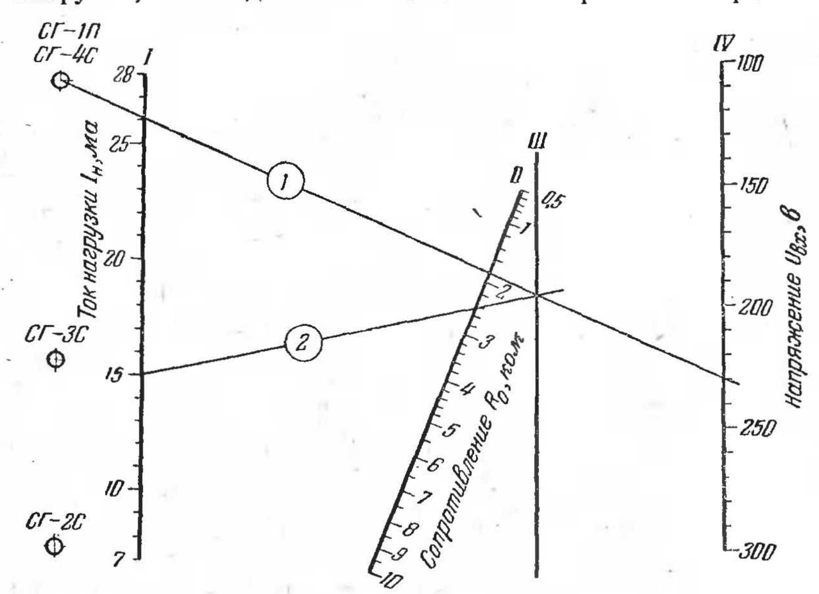
$$K_U = \frac{R_{U\ ст}}{R_{U\ дин}} \frac{R_{U\ дин} + R_0}{R_{U\ ст} + R_0}.$$

Величину балластного сопротивления R_0 в зависимости от входного питающего напряжения и от тока нагрузки приближенно можно определить по номограмме, приведенной на фиг. 23. Эта номограмма („Радио", 1953, № 1) составлена для четырех типов газоразрядных стабилизаторов напряжения (СГ-2С, СГ-3С, СГ-4С и СГ-1П) на основании формулы

$$R_0 = \frac{U_{вх} - U_{вых}}{I_н + \dfrac{I_{ст\ макс} + I_{ст\ мин}}{2}},$$

где $I_{ст\ макс}$ и $I_{ст\ мин}$ — максимально и минимально допустимые токи через стабилизатор.

Выбрав один из стабилизаторов, например СГ-4С, нужно соединить соответствующую ему на номограмме точку с точкой на шкале *IV*, соответствующей величине питающего входного напряжения стабилизатора. Далее на шкале *I* нужно найти точку, соответствующую заданному току нагрузки, и соединить ее с точкой пересечения ранее



Фиг. 23. Номограмма *I* для расчета стабилизатора напряжения.

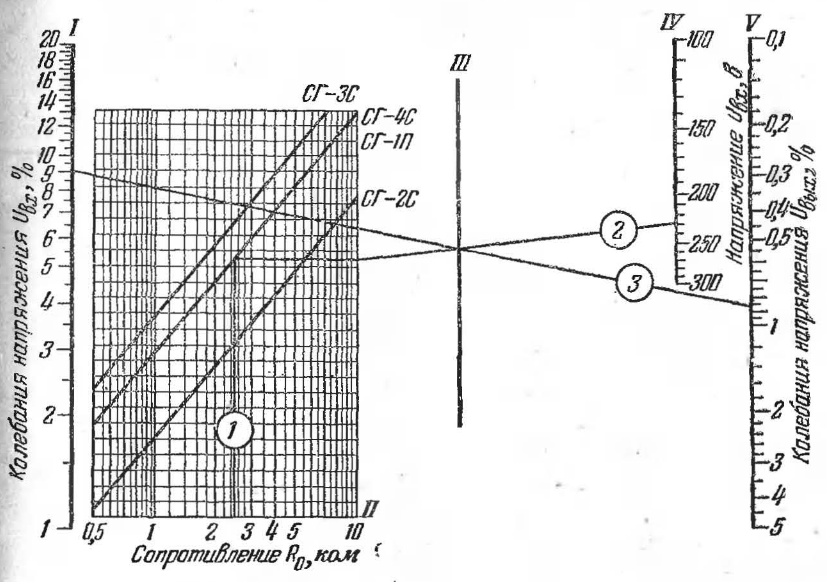
проведенной линии со шкалой *III*. Величина добавочного сопротивления определяется на шкале *II* в точке пересечения ее линией, соединяющей шкалу *I* со шкалой *III*. Жирные линии, проведенные на номограмме, соответствуют $U_{вх} = 230$ *в*, $U_{вых} = 150$ *в* и $I = 15$ *ма*.

В этом случае балластное сопротивление оказывается равным 2 500 *ом*.

Величину входного напряжения обычно берут в 1,3 — 2 раза больше выходного напряжения. В свою очередь выходное напряжение определяется типом стабилизатора. Чем больше отношение $\frac{U_{вх}}{U_{вых}}$, тем большим будет и коэффициент стабилизации.

Это можно проследить также и по номограмме, приведенной на фиг. 24. Задавшись найденной ранее вели-

чиной R_0 и значением входного напряжения, можно по этой номограмме определить колебания напряжения на выходе стабилизатора $U_{вых}\% = \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}} 100\%$ в зависимости от колебаний входного напряжения $U_{вх}\% = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} 100\%$. Для этого на шкале *II* из точки, соответствующей величине сопротивления R_0, нужно провести вертикальную прямую до



Фиг. 24. Номограмма *II* для расчета стабилизатора напряжения.

пересечения с наклонной линией, относящейся к выбранному типу стабилизатора, а из точки пересечения провести горизонтальную линию до пересечения с вертикальной осью графика. Последнюю точку пересечения соединяют линией с точкой шкалы *IV*, соответствующей выбранному значению входного напряжения. Через точку пересечения этой линии со шкалой *III* и точку на шкале *I*, определяющую величину колебаний входного напряжения, нужно провести прямую линию до пересечения со шкалой *V*. В последней точке пересечения и находят искомую величину колебаний выходного напряжения.

В схеме фиг. 22,*в* нелинейным сопротивлением стабилизатора является последовательное соединение термистора и

активного сопротивления r. В диапазоне стабилизации вольтамперная характеристика термистора имеет падающий характер, и сопротивление его является отрицательным. Линейное сопротивление r по своей величине выбирается равным отрицательному сопротивлению термистора. Тогда вольтамперная характеристика эквивалентного нелинейного сопротивления в диапазоне стабилизации проходит практически параллельно оси токов. Определив параметры эквивалентного сопротивления, можно точно рассчитать стабилизатор.

Расчет схем фиг. 22, *а*, *б* и *в* можно произвести графоаналитическим путем. Для этого нужно построить две нагрузочные прямые, соответствующие $U_{вх\,мин}$ и $U_{вх\,макс}$ и определить в обоих случаях координаты точки пересечения этих прямых с вольтамперной характеристикой барретера, стабилизатора или эквивалентного нелинейного сопротивления (см. стр. 48). Для каждой из точек пересечения нужно найти значения сопротивлений $R_{ст}$ и $R_{дин}$. Подставив эти значения в формулу для K_0, можно определить коэффициент стабилизации по напряжению, а затем, задаваясь различными входными напряжениями, графическим путем найти зависимость выходного напряжения стабилизатора от входного.

Схема, приведенная на фиг. 22,*б* при работе на постоянном токе, не только стабилизирует, но и одновременно фильтрует выходное напряжение. Фильтрация выражается в том, что на выходе стабилизатора отношение переменной составляющей к постоянному напряжению меньше, чем это же отношение на входе стабилизатора. Фильтрующее действие стабилизатора основано на том, что стабилизатор оказывает различное сопротивление постоянному и переменному токам. Таким образом, действие стабилизатора эквивалентно действию конденсатора, емкость которого при частоте пульсаций

$f = 100$ *гц* $(\omega = 628)$ равна:

$$C = \frac{1}{628} = \frac{1}{628 \cdot 180} = 9 \text{ мкф},$$

а при $f = 10$ *гц* $C = 90$ *мкф*.

Зная напряжение пульсаций на входе схемы 22,*б*, можно определить напряжение пульсаций на ее выходе, вычислив динамический коэффициент передачи напряжения $U_{вых} = K_{дин} U_{вх}$.

Схемы фиг. 22,*а* и *в* не обладают фильтрующим действием, несмотря на то, что они также содержат нелинейные сопротивления. Объясняется это тем, что они построены на инерционных нелинейных сопротивлениях. При радиочастотах схема фиг. 22,*б* также не обладает фильтрующими свойствами, так как стабилизатор теряет на этих частотах свойство безинерционности и для мгновенных значений тока не является нелинейным сопротивлением.

С целью повышения коэффициента стабилизации в схеме, приведенной на фиг. 22,*б*, вместо балластного сопротивления R_0 в некоторых случаях применяют нелинейное сопротивление вида R_I, например барретер или лампу накаливания. Однако при этом коэффициент фильтрации не повышается, так как барретер или лампа накаливания являются инерционными нелинейными сопротивлениями.

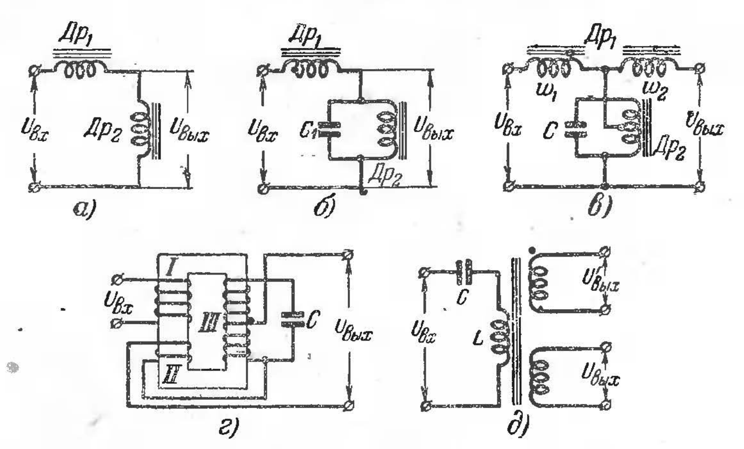
Иногда применяются двухкаскадные стабилизаторы напряжения параметрического типа. Они чаще всего состоят из двух схем на барретерах (по фиг. 22,*а*) или из двух схем на стабиловольтах (фиг. 22,*б*). В первом случае ток через нагрузочное сопротивление первого каскада, а во втором напряжение на выходе первого каскада, очевидно, должны быть по возможности больше соответственных значений токов и напряжения второго каскада стабилизатора. Вследствие этого в первом каскаде, построенном по схеме фиг. 22,*а*, обычно применяется барретер, рассчитанный на ток барретирования, больший, чем ток барретера второго каскада, а в первом каскаде, построенном по схеме фиг. 22,*б*, применяется стабилизатор, рассчитанный на напряжение, большее, чем стабилизатор второго каскада.

Коэффициент стабилизации K_U двухкаскадного стабилизатора значительно выше, чем коэффициент стабилизации однокаскадного. Если ток, потребляемый вторым каскадом, значительно меньше тока через нагрузочное сопротивление первого каскада, то $K_U = K_{U1} K_{U2}$, где K_{U1} и K_{U2} — коэффициенты стабилизации первого и второго каскадов. Точность поддержания постоянства выходного напряжения двухкаскадного стабилизатора практически определяется только вторым стабилизатором (стабильностью примененного в нем нелинейного сопротивления). Поэтому дальнейшее увеличение числа каскадов нерационально.

Электромагнитные стабилизаторы напряжения. Эти стабилизаторы также являются параметрическими, их простей-

шие схемы приведены на фиг. 25. Если в схеме стабилизатора используется явление резонанса напряжений или токов (фиг. 25,*б*, *в*, *г* и *д*), то такой стабилизатор называют феррорезонансным.

Нелинейное сопротивление электромагнитного стабилизатора (дроссель или трансформатор с насыщенным сердечником) является реактивным, поэтому такие стабилизаторы могут быть включены только в цепь переменного тока. Ввиду того, что реактивное нелинейное сопротивление имеет малые



Фиг. 25. Схемы электромагнитных стабилизаторов напряжения.

активные потери при запасании энергии, к. п. д. электромагнитных стабилизаторов напряжения выше, чем у стабилизаторов напряжения постоянного тока.

Простейший электромагнитный стабилизатор напряжения (фиг. 25,*а*) действует следующим образом. Дроссель $Др_1$ имеет ненасыщенный, а дроссель $Др_2$ насыщенный сердечник. Когда входное напряжение стабилизатора изменится, например, в сторону возрастания, то увеличение падения напряжения на ненасыщенном дросселе $Др_1$ будет заметно больше, чем на насыщенном $Др_2$. Вольтамперные характеристики элементов стабилизатора показаны на фиг. 26. При изменении напряжения на входе стабилизатора на величину $\Delta U_{вх}$ ток в цепи стабилизатора изменится на $\Delta I = I_б - I_a$. При этом на зажимах дросселя $Др_2$ напряжение изменится на $\Delta U_{вых}$. Соотношение между изменениями напряжения $\Delta U_{вх}$ и $\Delta U_{вых}$ примерно сохранится и при включении параллельно обмотке дрос-

селя $Др_2$ сопротивления нагрузки $R_н$, если ток нагрузки $I_н$ будет заметно меньше минимального тока намагничивания I_a.

Существенным недостатком стабилизатора по схеме фиг. 25,*а* является потребление от сети большого реактивного тока, необходимого для насыщения дросселя $Др_2$, снижающее к. п. д. стабилизатора. Реактивный характер тока отрицательно сказывается на работе источника питания сети переменного тока, уменьшая значение коэффициента мощности ($\cos\varphi$). Кроме того, недостатком электромагнитных стабилизаторов является резкая зависимость выходного напряжения от частоты тока в сети. Эти недостатки в значительной мере исключаются в стабилизаторах напряжения, работающих по схемам фиг. 25,*б* и *в*, в которых используется явление резонанса токов.

Фиг. 26. Вольтамперные характеристики элементов электромагнитного стабилизатора напряжения.
1 — ненасыщенного дросселя $Др_1$; 2 — насыщенного дросселя $Др_2$; суммарная характеристика обоих дросселей.

По схеме фиг. 25,*б* контур, состоящий из дросселя $Др_2$ и конденсатора C настраивается в резонанс с частотой тока в сети. Условием резонанса является соотношение

$$2\pi f L = \frac{1}{2\pi f C},$$

где f — частота тока в сети, *гц*;
L — индуктивность дросселя, *гн*;
C — емкость конденсатора, *ф*.

В результате резонанса токов величина общего тока I_C, потребляемого стабилизатором от сети, будет в Q раз меньше тока $I_{Др}$ в обмотке дросселя $Др_2$:

$$I_{Др} = QI_C,$$

где Q — добротность контура (практически можно получить феррорезонансный контур с добротностью 30—60).

В стабилизаторе фиг. 25,*в* в отличие от фиг. 25,*б* дроссель $Др_2$ и конденсатор C включены по автотрансформатор-

ной схеме и составляют контур второго рода, что дает возможность уменьшить емкость конденсатора C Кроме того, дроссель $Др_1$ имеет компенсационную обмотку w_2, включенную последовательно с обмоткой дросселя $Др_2$.

Компенсационная обмотка w_2 может быть включена таким образом, что полярность на ее концах совпадет с полярностью э. д. с. в обмотке дросселя или будет противоположна ей. При согласном включении обмотки напряжение на выходе стабилизатора складывается из напряжений на обмотке и на дросселе. При встречном включении выходное напряжение будет равно разности напряжений на дросселе $Др_2$ и на компенсационной обмотке w_2. Так как эта обмотка расположена на ненасыщенном магнитопроводе, то напряжение на ее зажимах будет меняться пропорционально напряжению в сети. В зависимости от полярности включения компенсационной обмотки относительно обмотки дросселя $Др_2$, ее действие может усилить или ослабить степень стабилизации напряжения.

Обычно напряжение на зажимах компенсационной обмотки составляет 5—15% от выходного напряжения.

Компенсационная обмотка w_2 одновременно выполняет функции фильтрующего дросселя в цепи выходного напряжения, сглаживающего резкие изменения выходного напряжения, снимаемого с дросселя $Др_2$.

В практических схемах стабилизаторов напряжения применяются различные варианты включения компенсационной обмотки относительно обмотки дросселя $Др_2$. В достаточно мощных стабилизаторах компенсационная обмотка чаще всего включается по схеме фиг. 25,*г*, а в ряде случаев ее включают к части обмотки дросселя $Др_2$.

В феррорезонансных стабилизаторах напряжения с мощностью до 20 *вт* целесообразно применять не дроссели, а трансформатор с магнитопроводом специальной конструкции для обеспечения выполнения его обмотками различных функций. Сочетание функций стабилизатора и трансформатора дает возможность получать выходные напряжения как более низкие, так и более высокие, чем входное напряжение.

В схеме феррорезонансного стабилизатора напряжения с трансформатором (фиг. 25,*г*) двухстержневой магнитопровод имеет стержни неодинакового сечения. Стержень с бо́льшим сечением магнитно ненасыщен. На нем расположены сетевая (первичная) обмотка *I* и компенсационная обмотка *II*. На стержне с меньшим сечением (насыщенном) расположена обмотка *III*. При работе стабилизатора часть

магнитного потока замыкается через воздух, составляя магнитный поток рассеяния. Величина магнитного потока рассеяния меняется в зависимости от напряжения $U_{вх}$ (с увеличением напряжения увеличивается и поток рассеяния).

Расчет такого стабилизатора напряжения производится для заданного среднего значения напряжения $U_{вх}$. При этом значении напряжения $U_{вх}$ ненасыщенный сердечник рассчитывается на магнитную индукцию порядка 8 000 *гс*, так чтобы при самом высоком значении входного напряжения $U_{вх}$ индукция в нем не превышала 12 000 *гс*, что еще не является пределом насыщения. При меньших значениях входного напряжения индукция в толстом стержне будет еще меньше и он будет еще дальше от насыщения. Тонкий стержень магнитопровода при среднем значении входного напряжения должен быть уже насыщенным (индукция порядка 16 000 *гс*). Тогда при увеличении входного напряжения изменение магнитного потока в тонком стержне, а следовательно, и напряжения на обмотке *III*, будет незначительным, увеличится только магнитный поток рассеяния. При уменьшении входного напряжения степень насыщения тонкого стержня уменьшится, что вызовет небольшое изменение потока рассеяния и выходного напряжения стабилизатора.

Уточнение величины магнитной индукции в стержнях магнитопровода производится в зависимости от применяемых сортов трансформаторной стали.

Как правило, описанные схемы с резонансом токов применяются для феррорезонансных стабилизаторов напряжения с полезной мощностью, превышающей 100 *вт*. В менее мощных стабилизаторах обычно используется явление резонанса напряжений (фиг. 25,*д*). В качестве линейного элемента схемы (такого как ненасыщенный дроссель $Др_1$ на фиг. 25,*а*) служит конденсатор *С*.

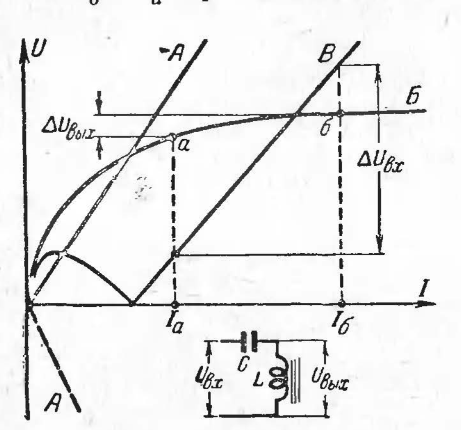
Действие стабилизатора напряжения, состоящего из последовательно соединенных конденсатора и насыщенного дросселя, иллюстрируется вольтамперными характеристиками, показанными на фиг. 27. Для простоты предположим, что в элементах схемы стабилизатора отсутствуют потери.

Прямая *А* (штриховая линия в нижнем квадранте диаграммы) является вольтамперной характеристикой конденсатора *С*. Для удобства построения обычно используют прямую $-A$, являющуюся зеркальным отображением прямой *А*.

Кривая *Б* является характеристикой насыщенного дросселя.

Кривая *В* представляет собой вольтамперную характеристику стабилизатора и является разностью кривых *А* и *Б*. Такое построение вольтамперных характеристик оправдано и тем, что они построены для действующих значений тока и напряжения.

Из фиг. 27 видно, что изменение входного напряжения на величину $\Delta U_{вх}$ вызывает изменение тока в цепи на $\Delta I = I_б - I_a$, приводящее к изменению выходного напряжения на $\Delta U_{вых}$.



Фиг. 27. Вольтамперные характеристики феррорезонансного стабилизатора напряжения.

Необходимо заметить, что рассматриваемый стабилизатор напряжения, строго говоря, не является резонансным, так как если бы резонансная частота контура *LC* точно совпадала с частотой питания стабилизатора, то его сопротивление было бы активным линейным сопротивлением. Практически резонансная частота контура *LC* несколько отличается от частоты напряжения в сети и меняется с изменением напряжения. Это объясняется тем, что индуктивность и добротность контура, состоящего из конденсатора и дросселя, меняются в зависимости от напряжения в сети. Если бы такого изменения индуктивности и добротности не было, то выходное напряжение $U_{вых}$ равнялось бы $QU_{вх}$, т. е изменение напряжения на выходе стабилизатора оказалось бы еще большим, чем изменение напряжения в сети.

При необходимости наличия нескольких величин вторичных напряжений функции стабилизатора и трансформатора напряжения объединяют в одном устройстве, как это показано на схеме фиг. 25,*д*. В этом случае стержни магнитопровода имеют неодинаковое сечение. На более толстом стержне располагается первичная обмотка трансформатора, включаемая последовательно с конденсатором, а на тонком

все вторичные обмотки трансформатора, к зажимам которых подключается нагрузка.

Применение несимметричного магнитопровода обеспечивает возможность получения заданной вольтамперной характеристики, подобной характеристике насыщенного дросселя (кривая *Б* на фиг. 27). При повышении напряжения в сети увеличиваются ампервитки намагничивания, и индукция в тонком стержне магнитопровода трансформатора становится такой, что при этом резко возрастает поток магнитного рассеяния. Этот участок магнитопровода становится перенасыщенным, в результате чего индуктивность трансформатора в целом падает и уменьшается добротность эквивалентной индуктивности всего трансформатора. При этом напряжение на нагрузке увеличивается в относительно меньших пределах, чем в сети. При уменьшении напряжения сети уменьшается индукция в тонком стержне магнитопровода, уменьшается поток рассеяния, увеличивается индуктивность и добротность всего трансформатора. В результате на нагрузке происходит меньшее относительное снижение напряжения, чем в сети.

Естественно полагать, что описанный процесс стабилизации можно было бы осуществить и при симметричном насыщенном магнитопроводе трансформатора. Однако такая магнитная цепь обычно не применяется. Первичная обмотка трансформатора располагается на толстом (ненасыщенном) стержне магнитопровода для того, чтобы уменьшить сдвиг по фазе между током и напряжением при средних значениях напряжения сети, на которое рассчитывается работа стабилизатора в нормальных условиях. При среднем значении напряжения сети магнитная индукция в толстом стержне выбирается так, чтобы рабочая точка на кривой намагничивания находилась в пределах ее прямолинейной части. В то же время индукция в тонком стержне магнитопровода получается значительно более высокой. Если же выбрать исходную индукцию высокой или одинаковой в обоих стержнях магнитопровода, то получится значительный сдвиг по фазе между током и напряжением, и коэффициент мощности ($\cos \varphi$) будет мал. При таком выборе индукции в стержнях имеет также немаловажное значение распределение напряжений между зажимами трансформатора и конденсатора. Можно показать, что для получения одного и того же предела стабилизируемого напряжения при симметричном магнитопроводе приходится выбирать конденсаторы на боль-

шие рабочие напряжения, чем при несимметричном магнитопроводе.

Зависимость выходного напряжения стабилизатора от частоты напряжения в сети, которое наблюдается на практике, объясняется резонансными свойствами стабилизатора. Ориентировочно можно считать, что изменение частоты тока в сети на 1% приводит к изменению выходного напряжения на 1,5%. Это изменение будет еще больше при увеличении добротности трансформатора и конденсатора, т. е. при уменьшении потерь. Легко показать, что индуктивность рассеяния трансформатора действует подобно потерям. Из этого следует, что зависимость выходного напряжения от частоты тока в сети в стабилизаторах с симметричным насыщенным магнитопроводом должна быть значительно большей, чем в стабилизаторах с несимметричным магнитопроводом.

Феррорезонансные стабилизаторы с использованием резонанса напряжений обычно изготовляются на полезную мощность менее 100 *вт*. При больших мощностях трудно осуществить магнитопроводы приемлемых конструкций с заданным законом изменения магнитного потока рассеяния. Обычные феррорезонансные стабилизаторы напряжения обеспечивают постоянство выходного напряжения в пределах $\pm 2\%$ при изменениях входного напряжения в пределах $\pm 20\%$ от номинального. При больших изменениях входного напряжения выходное напряжение стабилизируется хуже. Имеются измерительные устройства с феррорезонансными стабилизаторами, обеспечивающими постоянство вторичных напряжений трансформатора $U_{вых}$ при изменении входного напряжения от 70 до 300 *в*.

Конструирование устройств с применением магнитных материалов связано с рядом факторов, трудно поддающихся точному учету. Такими факторами являются характеристики трансформаторной стали, величины воздушных зазоров, образующихся между отдельными частями магнитопровода и др. Поэтому расчет феррорезонансных стабилизаторов ведется по приближенным формулам, справедливым лишь для определенного типа стабилизаторов. Для того чтобы обеспечить возможность настройки рассчитанного таким образом стабилизатора, приходится выбирать число витков вторичной и компенсационной обмоток на $20 \div 30\%$ больше расчетного с тем, чтобы в процессе настройки можно было подобрать необходимое число витков. Для удобства подбора необходимого количества витков эти обмотки через каждые $15 \div 20$ витков имеют отводы.

Расчет трансформатора феррорезонансного стабилизатора напряжения по схеме фиг. 25,*г* может быть сделан следующим образом.

1. Выбирается e_0 — число вольт на один виток обмотки. При частоте тока в сети 50 *гц* обычно принимают:

$$e_0 = 0{,}35\ в \text{ при } P_н \text{ до } 100\ ва;$$

$$e_0 = 0{,}9\ в \text{ при } P_н \text{ от } 100 \text{ до } 1\,000\ ва,$$

где $P_н = U_{вых} I_н$.

2. Активное сечение (в *см*²) сердечников магнитопровода трансформатора подсчитывается по формулам:

$$Q_1 = 36 e_0 \text{ (для ненасыщенного сердечника)};$$

$$Q_2 = 0{,}582 Q_1 \text{ (для насыщенного сердечника)}.$$

При этом толщина набора сердечника зависит от коэффициента заполнения по стали, т. е. от соотношения толщины листа и изоляции между листами. Обычно считают коэффициент заполнения равным 0,9.

3. Реактивная мощность конденсатора P_C определяется из выражения

$$P_C = 3{,}5 \div 2{,}5 P_н,$$

где $P_н$ — мощность, отдаваемая нагрузке стабилизатора.

С другой стороны, реактивная мощность конденсатора

$$P_C = UI \sin \varphi \text{ или } P_C = CU^2 6{,}28 f,$$

откуда

$$C = \frac{P_C 10^{-6}}{6{,}28 f U_C^2}\ мкф,$$

где U_C — напряжение на зажимах обмотки w_C.

Конденсатор, подключенный к этой обмотке, должен быть рассчитан на напряжение $U_{раб} \geqslant U_C$. При выборе конденсатора его емкость следует округлять до ближайшего целого числа единиц емкости.

4. Число витков первичной обмотки трансформатора

$$w_1 = \frac{U_{вх}}{e_0},$$

где $U_{вх}$ — среднее значение напряжения сети, определяемое заданными предельными значениями напряжений стабилизации:

$$U_{вх} = \frac{U_{вх\ макс} + U_{вх\ мин}}{2}.$$

5. Число витков вторичной обмотки

$$w_2 = 1{,}43 \frac{U_{вых}}{e_0},$$

где $U_{вых}$ — стабилизированное напряжение на нагрузке.

6. Число витков резонансной обмотки

$$w_C = 1{,}18 \frac{U_C}{e_0},$$

где U_C — максимальное рабочее напряжение конденсатора.

7. Число витков компенсационной обмотки

$$w_к = 0{,}15 w_2.$$

8. Допустимые плотности тока в обмотках трансформатора:

$$\Delta I_1 = 2 \div 1{,}7\ а/мм^2;\ \Delta I_2 = 1{,}5 \div 1{,}1\ а/мм^2;$$

$$\Delta I_C = 1{,}8 \div 1{,}5\ а/мм^2;\ \Delta I_к = 2 \div 1{,}7\ а/мм^2.$$

9. Токи в обмотках

$$I_1 = \frac{P_н}{U_{вх} \cos\varphi\eta};\ I_C = (1{,}3 \div 1{,}7)\frac{P_н}{U_C};\ I_2 = \sqrt{I_C^2 + I_н^2},$$

где $\cos\varphi$ — коэффициент мощности, равный 0,6—0,8;
η — к. п. д. трансформатора, равный 0,6—0,8.

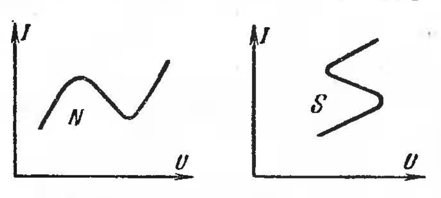
Для обеспечения возможности настройки стабилизатора в процессе изготовления следует сделать отпайки в обмотках w_2 и $w_к$. Обмотку w_2 целесообразно разделить на две неравные части: внутреннюю с большим числом витков и наружную с отпайками. Обмотка w_C должна быть концентрически расположена между частями обмотки w_2.

Кроме описанного, известны и некоторые другие способы расчета, сводящиеся в основном к изложенному.

9. ГЕНЕРАТОРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Генераторами электрических колебаний обычно называют устройства, преобразующие энергию постоянного электрического тока в энергию переменного тока.

Как указывалось выше, в схеме устройства, предназначенного для генерирования незатухающих электрических колебаний, обязательно наличие нелинейных элементов, содержащих падающие участки вольтамперных характеристик, обладающих отрицательным сопротивлением.



Фиг. 28. Вольтамперные характеристики сопротивлений видов N и S

На принципе использования падающих участков вольтамперной характеристики могут быть созданы генераторы как синусоидальных, так и несинусоидальных электрических колебаний. В качестве нелинейных элементов, обладающих отрицательным сопротивлением, в генераторах можно использовать кристаллические диоды, термисторы, газоразрядные стабилизаторы напряжения, а также бареттеры некоторых типов.

Вольтамперные характеристики схем с нелинейными элементами видов R_U и R_I, имеющие падающие участки отрицательного сопротивления, напоминают буквы N и S (фиг. 28), поэтому их часто и называют вольтамперными характеристиками видов N и S.

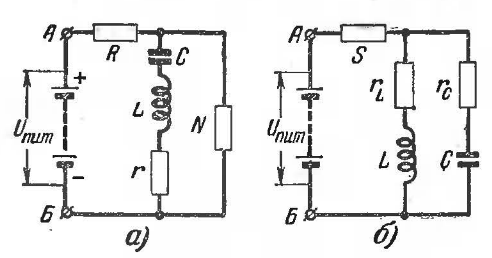
Для создания генераторов синусоидальных электрических колебаний принципиально необходимы следующие основные элементы:

а) источник энергии постоянного тока;
б) электрический колебательный контур;
в) элемент схемы, обеспечивающий автоматическую компенсацию потерь энергии переменного тока в колебательном контуре за счет источника питания. Таким элементом схемы в генераторе служит нелинейное отрицательное сопротивление.

Генераторы электрических колебаний с нелинейными отрицательными сопротивлениями выполняются по схемам, приведенным на фиг. 29.

В схеме фиг. 29,*а* применен последовательный колебательный контур, шунтированный нелинейным отрица-

тельным сопротивлением вида N, а в схеме фиг. 29,*б* — параллельный колебательный контур, подключенный к источнику напряжения постоянного тока через нелинейное отрицательное сопротивление типа S. В первой схеме r — эквивалентное активное сопротивление последовательного контура для переменного тока, во второй r_C и r_L — эквивалентные активные сопротивления катушки индуктивности L и конденсатора C для переменного тока. Если пренебречь явлением поверхностного эффекта, то можно считать, что сопротивление r_L равно сопротивлению катушки индуктивности для постоянного тока. Эквивалентное последовательно включенное сопротивление, учитывающее потери энергии в конденсаторе r_C, может быть выражено через емкостное сопротивление $\frac{1}{\omega C}$ и параллельно соединенное сопротивление утечки конденсатора R_C следующим образом:



Фиг. 29. Схемы генераторов электрических колебаний на нелинейных сопротивлениях.

$$r_C = \frac{R_C}{1 + \omega^2 C^2 R_C^2}.$$

Схемы фиг. 29,*а* и *б* должны создавать переменный ток I постоянной амплитуды (т. е. генерировать незатухающие электрические колебания) при отсутствии внешней э. д. с. переменного тока. Это возможно только в том случае, когда эквивалентное сопротивление переменному току всей схемы на зажимах A и $Б$ окажется равным нулю, т. е. когда

$$Z_{экв} = 0.$$

Так как сопротивление $Z_{экв}$ является комплексным и имеет активную составляющую $R_{экв}$ и реактивную составляющую $X_{экв}$, то это условие генерирования выражается двумя уравнениями:

$$R_{экв} = 0 \text{ и } X_{экв} = 0.$$

Первое уравнение обычно называют условием баланса амплитуд, а второе условием баланса фаз.

Для того чтобы в схеме с последовательным колебательным контуром (фиг. 29,*а*) поддерживалась генерация электрических колебаний, необходимо чтобы отрицательное нелинейное сопротивление $R_{дин}$ скомпенсировало полное эквивалентное сопротивление потерь в контуре r, что соответствует условию баланса амплитуд. Исходя из этого,

$$r_L + \frac{R_C}{1 + \omega^2 C^2 R_C^2} + R_{дин} = 0.$$

Практически обычно $\omega^2 C^2 R_C^2 \gg 1$, поэтому условие баланса амплитуд для этой схемы приобретает весьма простой вид:

$$r_L = - R_{дин}.$$

Из условия баланса амплитуд следует, что активная мощность переменного тока, поглощаемая колебательным контуром и нагрузкой генератора, должна быть равна мощности переменного тока, отдаваемой отрицательным сопротивлением.

Реактивное сопротивление конденсатора, зашунтированного сопротивлением, R_C равно:

$$\frac{\omega C R_C^2}{1 + \omega^2 C^2 R_C^2}.$$

Тогда условие баланса фаз для схемы с последовательным контуром запишется так:

$$\omega L - \frac{\omega C R_C^2}{1 + \omega^2 C^2 R_C^2} = 0,$$

а при $\omega^2 C^2 R_C^2 \gg 1$

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0,$$

откуда

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}},$$

т. е. частота генерируемых в схеме электрических колебаний равна собственной частоте колебательного контура ω_0.

Генерирование электрических колебаний в схемах с нелинейными отрицательными сопротивлениями можно представить себе также и следующим образом. К входным зажимам *А* и *Б* схем фиг. 29 приложено постоянное напряжение $U_{вх}$. Так как в природе не существует источников строго постоянного напряжения (всегда имеются очень малые его колебания — флюктуации), то будем считать, что всегда возможно какое-либо его приращение, которое обозначим через $\Delta U_{вх}$. Если отношение изменения выходного напряжения $\frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}}$ к изменению входного напряжения $\frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}}$ будет равно бесконечности, то приращение $\Delta U_{вх}$ в этом случае приведет к возникновению электрических колебаний. Для того чтобы найти условия возникновения колебаний, нужно решить уравнение

$$\frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}} : \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} = \infty.$$

Так как левая часть этого уравнения равна $\frac{1}{K_U}$, где K_U — коэффициент стабилизации по напряжению (см. стр. 55), то, воспользовавшись для его решения уже выведенным для схемы фиг. 1,*а* выражением, получим:

$$K_U = \frac{R_{дин} + R_{экв}}{R_{ст} + R_{экв}}.$$

Тогда условием возникновения колебаний в схеме фиг. 29,*б* будет:

$$\frac{R_{ст} + R_{экв}}{R_{дин} + R_{экв}} = \infty,$$

где $R_{ст}$ и $R_{дин}$ — статическое и динамическое сопротивления нелинейного элемента *S*;

$R_{экв}$ — активная составляющая эквивалентного сопротивления колебательного контура.

Так как числитель последнего уравнения есть конечная величина, то для соблюдения равенства необходимо, чтобы знаменатель был равен нулю. Отсюда следует, во-первых, что нелинейное сопротивление $R_{дин}$ должно быть отрицательным и, во-вторых, равным по абсолютной величине сопротивлению $R_{экв}$.

Частота генерируемых электрических колебаний определяется из условия $X_{экв}=0$, т. е. эквивалентное сопротивление индуктивной ветви колебательного контура должно равняться эквивалентному сопротивлению его емкостной ветви. Для контура с большими добротностями элементов, когда $Q_L \gg 1$ и $Q_C \gg 1$ и $Q_L = Q_C$, частота генерируемых колебаний равна собственной частоте колебательного контура. В этом случае $R_{экв}=\frac{L}{C\,(r+r_C)}$, и условия возникновения колебаний определятся выражением

$$\frac{L}{C\,(r_L+r_C)}=R_{дин}.$$

Если в схеме фиг. 29,*а* применить нелинейное отрицательное сопротивление вида $R_U(N)$, то схема будет стабилизировать напряжение, снимаемое с сопротивления R_U, и, следовательно, окажется стабилизатором, а не генератором электрических колебаний. То же получится, если вместо сопротивления вида $R_I(S)$ в схеме фиг. 29,*б* применить отрицательное нелинейное сопротивление вида R_U.

Перейдем к рассмотрению работы генераторов несинусоидальных (релаксационных) колебаний. Такие генераторы содержат реактивные сопротивления только одного знака, т. е. только индуктивности или только емкости. Колебания энергии здесь осуществляются за счет того, что энергия в одни моменты времени запасается в реактивном сопротивлении, а в другие расходуется в активном сопротивлении самого генератора. Из-за расхода энергии в активном сопротивлении к. п. д. релаксационного генератора обычно ниже, чем генератора синусоидальных колебаний, содержащего реактивности обоих знаков.

Генераторы релаксационных колебаний могут быть выполнены как на элементах CR, так и на элементах LR и обязательно должны содержать нелинейные отрицательные сопротивления.

Схемы релаксационных генераторов могут быть построены на основе схем фиг. 29. Генератор релаксационных колебаний, использующий барретер с падающим участком вольтамперной характеристики (например, типа 1Б10-17), представляющий нелинейное сопротивление вида $R_I(N)$, можно построить только по схеме фиг. 29,*а*. Для этого последовательный контур нужно заменить индуктивностью L.

Генератор релаксационных колебаний на неоновой лампе или газоразрядном стабилизаторе напряжения, имеющем падающий участок характеристики, может быть построен только по схеме фиг. 29,*б* при замене параллельного контура конденсатором *C*, шунтированным сопротивлением *R*.

Генератор работает следующим образом. При подключении к зажимам *А* и *Б* источника напряжения постоянного тока сразу же «зажигается» неоновая лампа и проходит ток через сопротивление и конденсатор. По мере заряда конденсатора напряжение на нем, равное в первый момент нулю, возрастает, а напряжение на неоновой лампе, равное разности напряжений источника питания и напряжения на конденсаторе, падает. Когда напряжение на неоновой лампе станет равным или меньшим напряжения гашения, лампа погаснет и ток через нее прекратится. Тогда конденсатор начнет разряжаться через сопротивление *R* и напряжение на нем начнет уменьшаться, а на неоновой лампе повышаться. Когда же напряжение на неоновой лампе превысит напряжение зажигания, лампа загорится и начнется следующий цикл работы генератора.

Время *T* одного цикла работы генератора является суммой промежутка времени τ_1, в течение которого конденсатор заряжается, и промежутка времени τ_2, в течение которого он разряжается.

Чем больше емкость *C* и сопротивление *R*, тем медленнее будет заряжаться и разряжаться конденсатор и, следовательно, тем больше будет время *T*. Период колебания *T* может быть вычислен по следующей формуле

$$T = RC\left[\ln\frac{U_{пит} - U_{гаш}}{U_{пит} - U_{заж}} + \frac{R_{дин}}{R}\ln\frac{U_{заж}}{U_{гаш}}\right],$$

где $U_{пит}$ — напряжение питания;

$U_{заж}$ и $U_{гаш}$ — напряжения зажигания и гашения неоновой лампы;

$R_{дин}$ — динамическое сопротивление неоновой лампы;

R — активное сопротивление;

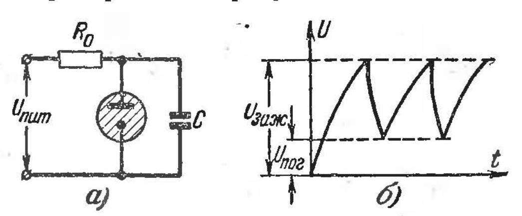
C — емкость конденсатора.

Когда $R \gg R_{дин}$, формула для *T* принимает более простой вид:

$$T \approx RC\ln\frac{U_{пит} - U_{гаш}}{U_{пит} - U_{заж}}.$$

Релаксационные генераторы на неоновых лампах создают электрические колебания, близкие по своей форме к пилообразным. Чаще всего они строятся по схеме, несколько отличающейся от рассмотренной, что, однако, не меняет принципа их действия. Конденсатор обычно присоединяется не параллельно сопротивлению, а параллельно неоновой лампе. Это не имеет существенного значения, потому что внутреннее сопротивление источника питания обычно ничтожно мало по сравнению с сопротивлением R.

Наиболее часто применяющийся вариант схемы релаксационного генератора с газоразрядным стабилизатором на-



Фиг. 30. Схема релаксационного генератора со стабиловольтом напряжения (*а*) и график изменения напряжения на выходе генератора (*б*).

пряжения показан на фиг. 30. Этот генератор работает следующим образом.

С момента включения источника постоянного тока к зажимам *а* и *б* начинается протекание зарядного тока через конденсатор C. Так как в первый момент времени конденсатор еще не заряжен, то напряжение на нем равно нулю, и его сопротивление переменному току мало. По мере заряда конденсатора возрастает напряжение на его обкладках. Одновременно с этим уменьшается падение напряжения на сопротивлении R_0. Когда напряжение на конденсаторе достигает величины напряжения зажигания стабилизатора, последний зажигается, вызывая увеличение тока через сопротивление R_0. Конденсатор C начинает разряжаться через стабилизатор и напряжение на его обкладках уменьшается. Когда конденсатор разрядится настолько, что напряжение на нем станет меньше напряжения погасания, стабилизатор гаснет и начинается заряд конденсатора C. После этого процесс повторяется.

Период колебаний здесь также определяется постоянными времени зарядной и разрядной цепей. Чем больше емкость конденсатора C и сопротивление R_0, тем большее

время необходимо на его заряд; чем больше емкость C и сопротивление стабилизатора переменному току $R_{дин}$, тем больше время разряда конденсатора.

В рассмотренной схеме релаксационного генератора можно получить электрические колебания, близкие по своей форме к пилообразным, при этом напряжение возрастает нелинейно со временем по кривой, характерной для заряда конденсатора через обычное (линейное) сопротивление (фиг. 30,*б*). В ряде случаев, например при использовании пилообразных колебаний для развертывания луча в осциллографах или телевизорах, требуется, чтобы напряжение на конденсаторе нарастало по линейному закону с увеличением времени. Для этого вместо линейного сопротивления R_0 должны быть использованы нелинейные сопротивления, поддерживающие ток заряда конденсатора постоянным, независимо от степени его заряженности. Для этих целей обычно используют диоды с ярко выраженным током насыщения или пентоды.

При помощи релаксационных генераторов на неоновых лампах или газоразрядных стабилизаторах напряжения можно получить электрические колебания с периодом в пределах от 0,00002 сек. до 20 мин.

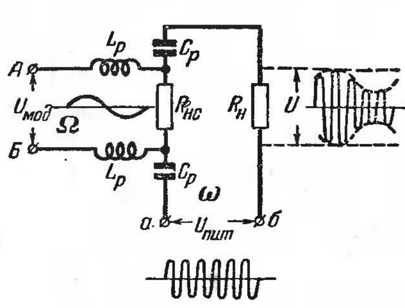
10. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Генерирование электрических колебаний является примером преобразования напряжения постоянного тока в напряжение переменного тока. Ниже будет показано, что нелинейные сопротивления могут быть использованы и для других, самых различных преобразований напряжений постоянного и переменного тока.

Принцип осуществления этих преобразований основан на возможности изменения величины нелинейного сопротивления путем приложения к нему дополнительного (управляющего) напряжения от какого-либо внешнего источника. Приложение к нелинейному сопротивлению управляющего напряжения вызывает перемещение рабочей точки по его вольтамперной характеристике. Управляющее напряжение может быть как постоянного, так и переменного тока.

Рассмотрим ряд схем преобразователей напряжения переменного тока на нелинейных сопротивлениях, действие которых основано на приложении к ним управляющего напряжения.

На фиг. 31 приведена схема модулятора с нелинейным сопротивлением. К зажимам *а* и *б* цепи, содержащей последовательно соединенные нелинейное сопротивление $R_{нс}$ и линейное сопротивление $R_н$, подводится напряжение $U_{пит}$ с частотой ω. К нелинейному сопротивлению (зажимы *А* и *Б*) подводится также дополнительное модулирующее напряжение $U_{мод}$ с частотой Ω, значительно меньшей, чем частота ω. Для того чтобы источник напряжения $U_{мод}$ не шунтировал по высокой частоте нелинейное сопротивление, он подключается через разделительные дроссели L_p, а чтобы исключить прохождение тока частоты Ω через линейное сопротивление и источник питания $U_{пит}$, в цепь высокой частоты включены разделительные конденсаторы C_p. Параметры элементов L_p и C_p выбираются так, чтобы



Фиг. 31. Схема осуществления амплитудной модуляции на нелинейном сопротивлении.

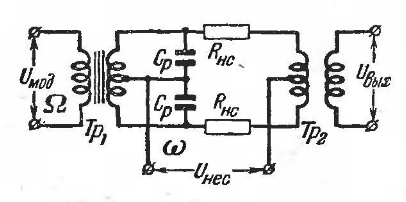
$$\omega L_p \gg R_{дин}, \quad \frac{1}{\Omega C_p} \gg R_{дин} \text{ и } \frac{1}{\omega C_p} \ll R_{дин}.$$

Величина нелинейного сопротивления за счет приложения к нему напряжения $U_{мод}$ меняется по закону изменения во времени напряжения $U_{мод}$, вследствие чего изменяется падение напряжения высокой частоты на нелинейном сопротивлении, а следовательно, и на линейном сопротивлении.

Если напряжения $U_{пит}$ и $U_{мод}$ синусоидальны, то напряжение U на линейном сопротивлении $R_н$ имеет форму, указанную на фиг. 31. Здесь амплитуда напряжения высокой частоты на линейном сопротивлении меняется по закону изменения модулирующего напряжения; такое колебание называют амплитудно-модулированным, а процесс его создания модуляцией. Очевидно, что если бы в схеме вместо нелинейного сопротивления было применено линейное, модуляция отсутствовала бы, так как величина линей-

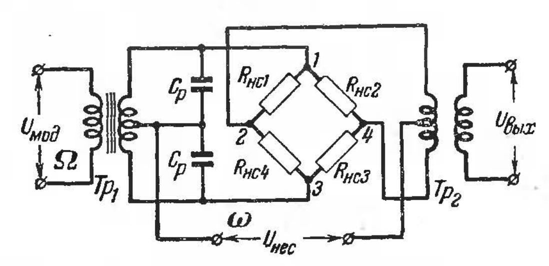
ного сопротивления не изменяется от воздействия на него какого-либо напряжения.

Эффективность модуляции может быть повышена за счет воздействия модулирующего напряжения одновременно на несколько нелинейных сопротивлений. Это достигается в широко используемых на практике балансной и кольцевой схемах, изображенных на фиг. 32 и 33.



Фиг. 32. Схема балансного модулятора на нелинейных сопротивлениях.

Модулирующее напряжение $U_{мод}$ (фиг. 32) поступает с трансформатора низкой частоты Tp_1 на нелинейные сопротивления в противофазе, а напряжение высокой частоты $U_{нит}$ в фазе. Вследствие того, что схема модуляции является двухтактной, эффективность работы балансного модулятора в 2 раза выше, чем модулятора, рассмотренного ранее. Промодулированное напряжение снимается с вторичной обмотки высокочастотного трансформатора.



Фиг. 33. Схема двойного балансного (кольцевого) модулятора на нелинейных сопротивлениях.

Конденсаторы C_p нужны для устранения прохождения тока высокой частоты через обмотки трансформатора низкой частоты и источник модулирующего напряжения.

В кольцевой схеме (фиг. 33) нелинейные сопротивления соединены так, что образуют мост. К одной его диагонали присоединен трансформатор низкой, а к другой трансформатор высокой частоты. Вследствие наличия разделительных конденсаторов C_p можно считать, что напряжение высокой частоты ω прикладывается между средней точкой первичной обмотки выходного трансформатора и точками *1* и *3* мостовой схемы (точки *1* и *3* по высокой

частоте можно считать соединенными друг с другом). Вследствие этого сопротивления HC_1 и HC_4 по высокой частоте соединены параллельно. Также параллельно соединены и сопротивления HC_2 и HC_3. Таким образом, кольцевая схема, так же как и балансная, является двухтактной.

Основное отличие кольцевой схемы от балансной состоит в том, что в каждом из плеч одновременно управляются дополнительным модулирующим напряжением два параллельно соединенных нелинейных сопротивления. Эффективность модуляции в кольцевой схеме поэтому в 2 раза выше, чем в балансной.

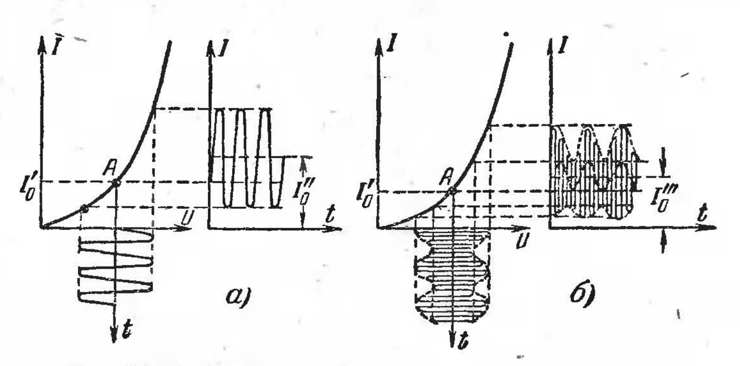
Если в качестве нелинейного сопротивления использовать конденсатор с сегнетоэлектриком, то одновременно с процессом модуляции будет происходить и усиление. Основанные на этом принципе диэлектрические усилители в настоящее время находятся еще в стадии разработки.

Если в схеме с нелинейным сопротивлением (фиг. 31) частоты основного и дополнительного напряжений близки друг к другу, то процессы, происходящие в устройстве, коренным образом изменяются. При подаче на зажимы *аб* и *АБ* напряжений с близкими друг к другу частотами ω_1 и ω_2 пренебрегать изменением величины нелинейного сопротивления за время периода колебания частоты ω_1 по сравнению с изменением за время периода колебания частоты ω_2 нельзя. Здесь одновременно имеют место два колебания, в результате чего возникают биения. Появляются колебания, содержащие ряд комбинационных частот, в том числе разностную $(\omega_1 - \omega_2)$ и суммарную $(\omega_1 + \omega_2)$ частоты. Такие схемы называют схемами преобразования частоты. В ультракоротковолновой радиоаппаратуре широко распространены преобразователи частоты на полупроводниковых нелинейных сопротивлениях (кристаллических диодах).

Нелинейное сопротивление изменяет свои параметры не только за счет приложения к нему дополнительного напряжения, но также и за счет основного напряжения. Вследствие этого в цепи переменного тока, содержащей безинерционное нелинейное сопротивление, возникают нелинейные искажения. Искажение формы синусоидального переменного тока в цепи с нелинейным сопротивлением приводит к появлению частот, кратных основной частоте (гармоник). Если из всех образующихся гармоник выделить заранее выбранную одну, то можно получить умножение частоты.

Простейшим умножителем частоты может служить последовательное соединение безинерционного нелинейного сопротивления с параллельным колебательным контуром, настроенным на одну из гармоник. Чем выше качество нелинейного сопротивления, тем больше вносимые им искажения, и тем более эффективно действие умножителя частоты.

Умножители частоты на кристаллических диодах получили широкое распространение. Искажение формы тока достигается здесь не только за счет нелинейности сопротивления



Фиг. 34. Графики, поясняющие процесс демодуляции.

диодов, но также и вследствие того, что последние обладают униполярной проводимостью, обусловливающей отсечку тока.

Весьма интересным является применение нелинейных сопротивлений, не обладающих униполярной проводимостью, для демодуляции электрических колебаний, модулированных по амплитуде. Этот процесс часто называют детектированием, понимая под этим выделение низкочастотных сигналов, которыми ранее осуществлялась модуляция.

Принцип демодуляции электрических колебаний при помощи нелинейного сопротивления, не обладающего униполярной проводимостью, можно проследить из фиг. 34.

Подведем к нелинейному сопротивлению, имеющему вольтамперную характеристику типа R_U, напряжение постоянного тока $U_{см}$, тогда через него будет проходить ток I'_0. Если теперь приложить к нелинейному сопротивлению напряжение высокой частоты (фиг. 34,*а*), то ток в цепи будет содержать постоянную и переменную составляющие. Вследствие того, что рабочая точка *A* выбрана

не на прямолинейном участке вольтамперной характеристики, форма тока будет искажена. Постоянная составляющая тока будет равна I_0''. Если же к нелинейному сопротивлению, при наличии напряжения смещения $U_{см}$, подвести модулированные по амплитуде колебания высокой частоты (фиг. 34,*б*), то среднее значение тока через нелинейное сопротивление будет изменяться с частотой модуляции. При этом процесс демодуляции сведется к тому, как это следует из фиг. 34,*б*, что верхние и нижние участки кривой тока окажутся модулированными с различной глубиной. Среднее значение тока в каждый момент времени является разностью мгновенных значений высокой частоты.

Простейшим демодулятором является схема, содержащая последовательное соединение нелинейного и линейного сопротивлений. Кроме амплитудно модулированного сигнала, на вход схемы подводится напряжение постоянного тока $U_{см}$, обеспечивающее правильный выбор рабочей точки на вольтамперной характеристике, а выходное напряжение звуковой частоты снимается через конденсатор с линейного сопротивления.

Демодуляторы на нелинейных сопротивлениях в целях повышения эффективности действия точно так же, как и модуляторы, могут быть выполнены по балансной и кольцевой схемам. Последние отличаются от схем фиг. 32 и 33 тем, что модулированное напряжение в данном случае подводится к выходным зажимам (откуда оно снималось в схемах модуляторов), а вместо высокочастотного источника напряжения $U_{пит}$ присоединен источник напряжения $U_{см}$ постоянного тока. Вместо каждого из трансформаторов низкой частоты могут быть применены сопротивления, подключаемые параллельно разделительным конденсаторам C_p. Выходное напряжение в данном случае можно снять с точек *1* и *3*.

Указанные возможности использования нелинейных сопротивлений для выполнения различных преобразователей напряжения переменного тока могут быть выведены также аналитически следующим образом.

Пусть на нелинейное сопротивление, вольтамперную характеристику которого можно выразить формулой

$$i = I_0 + \alpha U + \beta U^2,$$

воздействуют два синусоидальных напряжения, сумма которых

$$U = E_{m1} \sin \omega_1 t + E_{m2} \sin \omega_2 t.$$

В этом случае, подставив значение U в формулу для i и произведя простейшие тригонометрические преобразования, получим:

$$i = I_0 + \alpha (E_{m1} \sin \omega_1 t + E_{m2} \sin \omega_2 t) +$$

$$+ \beta \left\{ \frac{E_{m1}^2}{2} + \frac{E_{m2}^2}{2} - \left(\frac{E_{m1}^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \frac{E_{m2}^2}{2} \cos 2\omega_2 t \right) + \right.$$

$$\left. + E_{m1} E_{m2} [\cos (\omega_1 - \omega_2) t - \cos (\omega_1 + \omega_2) t] \right\}.$$

Из последнего выражения видно, что ток через нелинейное сопротивление, кроме компонент с коэффициентом α, появившихся из-за наличия в формуле линейного слагаемого αU, имеет компоненты, обусловленные квадратичным слагаемым βU^2.

Последние содержат:

1) компоненты двойной частоты $\beta \frac{E_{m1}^2}{2} \cos 2\omega t$ и $\beta \frac{E_{m2}^2}{2} \times$ $\times \cos 2\omega t$, показывающие возможность осуществления при помощи нелинейных сопротивлений удвоения частоты;

2) компоненты суммарной и разностной частот $[\beta E_{m1} \times$ $\times E_{m2} \cos (\omega_1 - \omega_2) t$ и $\beta E_{m1} E_{m2} \cos (\omega_1 + \omega_2) t]$, показывающие возможность осуществления при помощи нелинейных сопротивлений сложения и вычитания частот;

3) компоненты, вызывающие приращение постоянной составляющей тока $\left(\beta \frac{E_{m1}^2}{2} \text{ и } \beta \frac{E_{m2}^2}{2} \right)$, показывающие возможность осуществления демодуляции.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В книге кратко описаны нелинейные сопротивления и некоторые области их применения. Этим далеко не исчерпываются возможности применения нелинейных сопротивлений в различных радиотехнических и электротехнических устройствах. Описанные виды нелинейных сопротивлений также полностью не отражают современного состояния техники. Уже имеется ряд новых видов нелинейных сопротивлений,

а имеющиеся непрерывно совершенствуются и некоторые из них обладают более высокими показателями.

Описанные в книге нелинейные сопротивления являются неуправляемыми. Наряду с ними значительно более широкое применение нашли управляемые нелинейные сопротивления. К ним относятся такие широко известные нелинейные сопротивления, как электронные лампы, кристаллические триоды и тетроды, фотоэлементы, термоэлементы и другие виды термопреобразователей и ряд других. Часть этих сопротивлений являются электрически управляемыми. Другая часть сопротивлений управляется неэлектрическим путем. Описание общих свойств управляемых нелинейных сопротивлений и особенностей их применения выходит за рамки данной книги.

ЛИТЕРАТУРА

А. Д. Азатьян и С. А. Толкачева, Германиевые диоды ДГ-Ц, Госэнергоиздат, 1955.

Б. П. Асеев, Основы радиотехники, Связьиздат, 1947.

И. Г. Гольдреер, Стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1952.

Я. Грошковский, Генерирование высокочастотных колебаний и стабилизация частоты, Изд. иностранной литературы, 1953.

В. А. Котельников и А. М. Николаев, Основы радиотехники, Связьиздат, 1954.

Е. А. Левитин, Супергетеродин, Госэнергоиздат, 1954.

Е. Я. Пумпер, Кристаллические диоды и триоды, Госэнергоиздат, 1952.

В. Ю. Рогинский, Полупроводниковые выпрямители, Госэнергоиздат, 1952.

М. С. Соминский, Полупроводники и их применение, Госэнергоиздат, 1955.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 2 р. 05 к.